



ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL

Laurence Babour

► To cite this version:

Laurence Babour. ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL. Micro et nanotechnologies/Microélectronique. Institut National Polytechnique de Grenoble - INPG, 2009. Français. NNT : . tel-00399596

HAL Id: tel-00399596

<https://theses.hal.science/tel-00399596>

Submitted on 26 Jun 2009

HAL is a multi-disciplinary open access archive for the deposit and dissemination of scientific research documents, whether they are published or not. The documents may come from teaching and research institutions in France or abroad, or from public or private research centers.

L'archive ouverte pluridisciplinaire **HAL**, est destinée au dépôt et à la diffusion de documents scientifiques de niveau recherche, publiés ou non, émanant des établissements d'enseignement et de recherche français ou étrangers, des laboratoires publics ou privés.

INSTITUT POLYTECHNIQUE DE GRENOBLE

N° attribué par la bibliothèque

THESE

pour obtenir le grade de

DOCTEUR DE L'Institut Polytechnique de Grenoble

Spécialité : "Optique et radiofréquences"

Préparée au laboratoire de l'Institut de Microélectronique, Electromagnétisme et Photonique

dans le cadre de l'Ecole Doctorale "Electronique, Electrotechnique, Automatique, Traitement du

Signal (EEATS)"

présentée et soutenue publiquement

par

Laurence BABOUR

le 7 mai 2009

ETUDE ET CONCEPTION D'ANTENNES ULTRA LARGE BANDE MINIATURISEES EN IMPULSIONNEL

Directeur de thèse: Pierre SAGUET

JURY

M. Bernard UGUEN
M Jean-Lou DUBARD
M. Pierre SAGUET
M. Serge PERROT
M. Razvan TAMAS
Mlle Emilie FOND

Rapporteur et président du jury
Rapporteur
Directeur de thèse
Examinateur
Examinateur
Examinateur

Remerciements

Cette thèse a été préparée au sein du groupe Optique et Radiofréquences du laboratoire IMEP-LAHC de Grenoble (Institut de Microélectronique Optique et Radiofréquence) mais aussi de l'entreprise Radiall à Voiron.

Je tiens tout d'abord à remercier chaleureusement mon directeur de thèse, Pierre Saguet de l'IMEP-LAHC. J'ai pu bénéficier de ses compétences scientifiques. Je le remercie pour toutes les connaissances qu'il m'a apportées, pour ses conseils et critiques constructives, pour son soutien et pour m'avoir donné l'opportunité de participer à de nombreuses réunions de la communauté scientifique qui furent très enrichissantes pour moi.

Je tiens ensuite à remercier Serge Perrot, le responsable de la partie recherche de Radiall qui m'a permis de comprendre le monde industriel connaissance exhaustive des antennes. Je remercie particulièrement André Perrin pour son accueil toujours chaleureux, pour les échanges très fructueux que nous avons eus et pour son aide précieuse lors de la réalisation des prototypes.

J'adresse mes plus sincères remerciements au Professeur Bernard Uguen de l'IETR de Rennes pour avoir accepté de présider le jury et également pour les nombreux échanges que nous avons eus dans le cadre du projet de l'ANR Aubade. J'exprime toute ma gratitude aux Professeurs Bernard Uguen et Jean-Lou Dubard pour avoir accepté d'être rapporteurs de ces travaux et pour leurs remarques constructives.

Je remercie également Emilie Fond et Razvan Tamas pour leurs participations au jury en tant qu'examinateurs, mais surtout pour l'aide qu'ils m'ont apportée tout au long de cette thèse grâce à leurs connaissances approfondies dans le domaine des antennes.

Je suis reconnaissante à Monsieur Gérard Ghibaudo, directeur de l'IMEP-LAHC, de m'avoir accueillie dans son laboratoire et plus généralement à tous les membres du groupe d'Optique et Radiofréquence (Fabien, Jean) avec lesquels j'ai eu de nombreuses discussions sur ce travail de thèse.

Je remercie vivement Serge Bories du CEA-LETI pour nos échanges dans le cadre du projet de l'ANR sur Aubade et pour ses nombreuses explications concernant le fonctionnement des antennes dans le domaine temporel mais surtout pour m'avoir permis de comprendre le fonctionnement d'un banc impulsionnel et de mesurer mes différentes antennes dans leur chambre anéchoïde..

J'exprime par ailleurs toute ma sympathie à l'ensemble des membres de IMEP-LAHC avec une mention spéciale pour les doctorants et stagiaires (Khalil, Guillaume, Simon, Hamsa, William, Louis, Anne-Laure, Yan Fu., Hana, Flora et les autres) que j'ai côtoyés au cours de cette thèse pour la bonne ambiance dans laquelle j'ai pu travailler. Je remercie également Emilie Fond, Nathalie Mailleau et Mansour Mbaye de Radiall avec qui j'ai passé d'excellents moments à Radiall.

Merci à mes parents et à ma sœur qui m'ont beaucoup soutenue durant les trois années de cette thèse.

Tables des matières

REMERCIEMENTS.....	I
TABLES DES MATIERES	I
LISTE DES ILLUSTRATIONS.....	V
LISTE DES TABLEAUX	XI
INTRODUCTION GENERALE.....	1
CHAPITRE I. CONTEXTE GENERAL SUR L'ULTRA LARGE BANDE.....	3
1 LA TECHNOLOGIE ULTRA LARGE BANDE.....	3
1.1 GENERALITES SUR L'ULTRA LARGE BANDE	3
1.1.1 Histoire et définition.....	3
1.1.2 Comparaison système ULB / Système à bande étroite.....	4
1.1.3 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande.....	4
1.1.4 La réglementation de l'ULB:	6
1.2 DIFFERENTS TYPES DE SIGNAUX ULB:	7
1.2.1 Train d'impulsions pour les systèmes ULB	7
1.2.2 Systèmes ULB impulsionnels	8
1.2.3 Système ULB multi bande.....	10
1.2.4 Comparaison entre les deux types de systèmes ULB	11
1.3 DIFFERENTS TYPES D'APPLICATIONS DE L'ULTRA LARGE BANDE.....	11
1.3.1 Applications liées aux communications.....	12
1.3.2 Applications liées au radar.....	14
1.3.3 Localisations et suivi	17
2 CARACTERISATION DES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE.....	18
2.1 CARACTERISTIQUES "CLASSIQUES "DES ANTENNES.....	18
2.1.1 Caractéristiques d'adaptation	18
2.1.2 Caractéristiques de rayonnement	20
2.1.3 Polarisation	22
2.2 ETUDE SPECIFIQUE POUR LES ANTENNES ULTRA LARGE BANDE	23
2.2.1 Problématique	23
2.2.2 Antennes ULB idéales.....	23
2.2.3 Généralités sur le problème de la distorsion pour les antennes ULB	24
3 ANTENNES ULTRA LARGE BANDE: ETAT DE L'ART	24
3.1 ANTENNES INDEPENDANTES DE LA FREQUENCE	25
3.1.1 Les antennes spirales.....	25
3.1.2 Antenne log-périodique	28
3.2 ANTENNES OMNIDIRECTIONNELLES	31
3.2.1 Antennes biconiques et ses dérivées	31
3.2.2 Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande	33
3.3 ANTENNES DIRECTIVES	36
3.3.1 Cornet.....	36
3.3.2 Antenne à transition progressive (Vivaldi).....	37
4 CONTEXTE DE L'ETUDE.....	38
4.1 CONTEXTE APPLICATIONS DE LA THESE	38
4.2 ANTENNES COURAMMENT UTILISEES SUR LA BANDE 0.1-2 GHz.....	39
4.2.1 Les antennes avec couches résistives et/ ou capacitives.....	39
4.2.2 Les antennes monopoles large bandes.....	41
4.2.3 Les antennes à ondes progressives	43
4.3 CAHIER DES CHARGES	44
4.4 OBJECTIFS: CHOIX DES STRUCTURES A CONCEVOIR.....	44
BIBLIOGRAPHIE DU PREMIER CHAPITRE.....	46

CHAPITRE II. CONCEPTION DE NOUVELLES ANTENNES ULB	49
EN BANDE BASSE.....	49
1 FACTEUR DE QUALITE D'UNE ANTENNE.....	49
1.1 ETAT DE L'ART SUR LE FACTEUR DE QUALITE D'UNE ANTENNE.....	50
1.1.1 <i>Concept d'antenne électriquement petite</i>	50
1.1.2 <i>Théorie "classique" du facteur de qualité d'une antenne</i>	51
1.2 ELEMENTS DE CONCLUSION	54
2 MONOPOLES ULTRA LARGE BANDE EN BANDE BASSE.....	55
2.1 RAPIDE ETAT DE L'ART SUR LES MONOPOLES ULB.....	55
2.2 ETUDE DU MONOPOLE RECTANGULAIRE ULB	56
2.2.1 <i>Adaptation du monopole rectangulaire ULB</i>	56
2.2.2 <i>Caractéristiques de rayonnement</i>	57
2.3 ETUDE DU MONOPOLE RECTANGULAIRE FILAIRE ULB	60
2.3.1 <i>Etude de la répartition des courants surfaciques du monopole ULB</i>	60
2.3.2 <i>Etude paramétrique du monopole rectangulaire filaire</i>	63
2.3.3 <i>Caractéristiques de rayonnement</i>	68
2.4 MONOPOLE FILAIRE REPLIE: ANTENNE ULTRA LARGE BANDE DANS LA BANDE 0.5-2 GHZ.....	71
2.4.1 <i>Techniques de miniaturisation des antennes filaires</i>	72
2.4.2 <i>Monopole filaire replié</i>	74
2.5 COMPARAISON ENTRE LES TROIS TYPES D'ANTENNES POUR L'ULB EN BANDE BASSE.....	81
3 MODELISATION DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE	82
3.1 MODELISATION RETENUE DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE.....	83
3.1.1 <i>Modèle à alimentation centrée</i>	83
3.1.2 <i>Modèle à alimentation décalée</i>	85
3.1.3 <i>Modèle avec couplage non négligeable</i>	87
3.2 VALIDATION DES MODELES: METHODE EMF	89
3.2.1 <i>Résultats et discussions</i>	89
3.2.2 <i>Conclusion</i>	92
3.3 MODELISATION APPROFONDIE DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE	92
3.3.1 <i>Méthode d'analyse d'antenne cylindrique:</i>	92
3.3.2 <i>Modélisation complète de l'antenne filaire repliée</i>	103
3.3.3 <i>Schéma électrique équivalent de l'antenne filaire repliée</i>	107
4 OPTIMISATION DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE	112
4.1 PROBLEMATIQUE	113
4.2 OPTIMISATION DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE PAR L'AJOUT DE TRONÇONS DE LIGNES	114
4.2.1 <i>Mise en équation du problème</i>	115
4.2.2 <i>Exemple d'optimisation par ajout de tronçons de lignes</i>	116
4.3 OPTIMISATION DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE PAR EPAISSISSEMENT DES BRINS RAYONNANTS	119
4.3.1 <i>Etude paramétrique</i>	119
4.3.2 <i>Exemple d'optimisation</i>	122
4.4 ELEMENTS DE CONCLUSION SUR LA MODELISATION DE L'ANTENNE FILAIRE REPLIEE ET DE SON OPTIMISATION	124
BIBLIOGRAPHIE DU SECOND CHAPITRE	126

CHAPITRE III. CARACTERISATION DES ANTENNES ULB DANS LES DOMAINES FREQUENTIEL ET TEMPOREL.....	129
1 CARACTERISATION D'ANTENNES ULB EN REGIME IMPULSIONNEL	129
1.1 DESCRIPTION DES ANTENNES DANS LE DOMAINE TEMPOREL.....	129
1.1.1 Introduction: Pourquoi étudier les antennes ULB en régime impulsionnel ?	129
1.1.2 Systèmes d'antennes ULB	130
1.1.3 Modèle à l'émission	131
1.1.4 Modèle à la réception	132
1.1.5 Modèle en transmission	133
1.2 DESCRIPTEURS:	134
1.2.1 Linéarité de la phase de la fonction de transfert	134
1.2.2 Notion de fidélité et de gain temporel.....	135
1.2.3 Coefficient de réflexion énergétique et rapport d'adaptation au signal	136
1.2.4 Eléments de conclusion:	137
2 ETUDE TEMPORELLE D'ANTENNES ULB EN BANDE BASSE.....	139
2.1 COMPARAISON D'ANTENNES ULB	139
2.1.1 Rappel des caractéristiques fréquentielles des antennes ULB	139
2.1.2 Etude de la phase de la fonction de transfert des antennes	140
2.1.3 Etude temporelle des antennes ULB en bande basse.....	142
2.1.4 Eléments de conclusion	144
2.2 ANTENNE FILAIRE REPLIEE.....	144
2.2.1 Effet de la longueur des brins rayonnants	145
2.2.2 Effet du plan de masse: dimensions et formes	146
2.3 ELEMENTS DE CONCLUSION	149
3 METHODES DE CARACTERISATION D'ANTENNES EN BANDE BASSE.....	150
3.1 CHAINE DE MESURES UTILISEE EN TEMPOREL ET EN FREQUENTIEL	150
3.1.1 Banc de mesures impulsionnel.....	150
3.1.2 Chaîne de mesures dans le domaine fréquentiel.....	153
3.1.3 Discussions	154
3.2 POST-TRAITEMENT DES MESURES EN TEMPOREL ET EN FREQUENTIEL	155
3.2.1 Traitement des mesures	155
3.2.2 Validation des mesures par l'antenne à encoches	156
4 RESULTATS EXPERIMENTAUX: CARACTERISATION FREQUENTIELLE DES ANTENNES ETUDIEES.....	160
4.1 ANTENNE FILAIRE REPLIEE: VERSION MONOPOLE ET DIPOLE	160
4.1.1 Adaptation de la version monopole de l'antenne filaire repliée	160
4.1.2 Adaptation de la version dipôle de l'antenne filaire repliée.....	161
4.1.3 Caractéristiques de rayonnement du dipôle	162
4.2 ANTENNES ULTRA LARGE BANDE: ANTENNES DE LONGUEUR DE 200 MM.....	163
4.2.1 Antenne filaire repliée à brins épais.....	163
4.2.2 Antenne filaire repliée optimisée à l'aide de tronçons de lignes	164
4.3 ELEMENTS DE CONCLUSION	166
5 RESULTATS EXPERIMENTAUX: CARACTERISATION TEMPORELLE DES ANTENNES ETUDIEES.....	166
5.1 ETUDE DE LA PHASE DE LA FONCTION DE TRANSFERT	167
5.1.1 Phase du monopole et du dipôle filaire replié	167
5.1.2 Phase du monopole filaire replié à brins épais	168
5.1.3 Phase du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes.....	169
5.2 IMPULSIONS RAYONNEES DANS DIFFERENTES DIRECTIONS.....	169
5.2.1 Monopole filaire replié	169
5.2.2 Dipôle filaire replié	171
5.2.3 Monopole filaire replié à brins épais	173
5.2.4 Monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes.....	174
5.3 DESCRIPTEURS TEMPORELS	176
5.3.1 Monopole filaire replié	176
5.3.2 Dipôle filaire replié	177
5.3.3 Monopole filaire replié à brins épais	178
5.3.4 Monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes.....	178

5.4	ELEMENTS DE CONCLUSIONS SUR LES CARACTERISATIONS DES ANTENNES ULB	179
5.4.1	<i>Quelques conclusions sur les mesures des antennes ULB en bande basse.....</i>	179
5.4.2	<i>La réflectométrie temporelle, un moyen efficace de mesurer les antennes.....</i>	180
BIBLIOGRAPHIE DU TROISIEME CHAPITRE.....		185
CONCLUSIONS GENERALES ET PERSPECTIVES.....		187
CONCLUSIONS GENERALES		187
PERSPECTIVES		189
ANNEXES.....		191
ANNEXE 1: METHODE DE FORCE ELECTROMOTRICE.....		192
ANNEXE 2: INFLUENCE DE L'IMPULSION SUR LES DESCRIPTEURS TEMPORELS		195
PUBLICATIONS DE L'AUTEUR.....		199

Liste des illustrations

Chapitre I. Contexte général de l'Ultra Large Bande

Figure I. 1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.....	4
Figure I. 2: Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.	4
Figure I. 3: Propagation par trajets multiples.....	5
Figure I. 4: Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur.	6
Figure I. 5: Projets de limites d'émission de signaux ULB en Europe et au Japon.....	6
Figure I. 6: Impulsion gaussienne (bleue -i), première dérivée de la gaussienne (rouge - ii) et seconde dérivée de la gaussienne (verte -iii) dans les domaines temporels et fréquentiels.	7
Figure I. 7: Exemple de trains d'impulsions ULB et de sa DSP.	8
Figure I. 8: Principe de la modulation PPM.....	8
Figure I. 9: Principe de la modulation PAM.	9
Figure I. 10: Principe de la modulation PSK	9
Figure I. 11: Principe de l'étalement de spectre par saut temporel.	10
Figure I. 12: Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.....	10
Figure I. 13: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.	11
Figure I. 14: Système de communications sans fils, à haut débit.	12
Figure I. 15: Système de communication de proximité.	13
Figure I. 16: Système DRACO.	13
Figure I. 17: Système ORION.....	14
Figure I. 18: Principe de la détection de mines anti-personnelles grâce à un radar ULB.....	15
Figure I. 19: Détection de véhicules à une intersection.	16
Figure I. 20: Détection de personnes ensevelie sous la neige par le système ALVA.	16
Figure I. 21 Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur.	17
Figure I. 22: Système global comportant une antenne émettrice et une antenne réceptrice.	18
Figure I. 23: Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur.	19
Figure I. 24: Géométrie d'un dipôle et diagramme de rayonnement en 3 dimensions.....	20
Figure I. 25: (a) Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan H ($\theta=\pi/2$) (b) Diagramme de	20
Figure I. 26: Comparaison d'une impulsion rayonnée entre antenne dispersive et non dispersive.	24
Figure I. 27: (a) Antenne spirale logarithmique (b) Impulsion rayonnée par l'antenne spirale logarithmique	26
Figure I. 28: Antenne spirale conique.	27
Figure I. 29: Impulsion rayonnée par la spirale conique dans le plan E [29].	27
Figure I. 30: (a) Antenne spirale d'Archimède (b) Impulsion rayonnée de l'antenne spirale Archimède.....	28
Figure I. 31: Antenne log-périodique circulaire.....	29
Figure I. 32: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.....	30
Figure I. 33: Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.	30
Figure I. 34: Impulsion rayonnée par la LPDA dans la direction du lobe [33].....	31
Figure I. 35: Antenne biconique infinie.	32
Figure I. 36: Réalisation pratique de l'antenne biconique finie. [34].....	32
Figure I. 37: (a)Antenne discône (b) impulsion rayonnée par l'antenne discone dans le plan H. .	33
Figure I. 38: Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire (rayon 2.5 cm).....	34
Figure I. 39:(a)Monopole planaire circulaire (b) Impulsion rayonnée par le monopole circulaire planaire.....	34
Figure I. 40: Exemple d'amélioration de la bande passante d'antenne planaire et son ROS.....	35

Figure I. 41: Antenne ULB à sous bande coupée et son ROS.	36
Figure I. 42: (a) Cornet ULB à lèvres (b) Impulsion rayonnée par le cornet dans le plan E ($\varphi=0$).	37
Figure I. 43: Différents profils d'antennes TSA.	37
Figure I. 44: (a) Antenne Vivaldi antipodale (b) Impulsion rayonnée par la Vivaldi dans le plan E ($\varphi=0$).	38
Figure I. 45: (a) Antenne conique à couche dispersive (b) Impulsion rayonnée par l'antenne conique	40
Figure I. 46: (a) Antenne papillon (b) réalisation pratique.	40
Figure I. 47: Excitation émise en champ proche dans le plan H ($\theta=\pi/2$).	41
Figure I. 48: (a) Antenne Rugby-Ball (b) Rapport d'onde stationnaire de la Rugby Ball.	41
Figure I. 49: (a) Impulsion rayonnée dans le plan E ($\varphi=0$) (b) Impulsion rayonnée dans le plan E ($\varphi=\pi/2$).	42
Figure I. 50: Antenne à bras épais en escalier.....	42
Figure I. 51: Rapport d'onde stationnaire de l'antenne à brins en escalier.	42
Figure I. 52: (a) Antenne planaire à encoche (b) rapport d'onde stationnaire.....	43
Figure I. 53: (a) Antenne scissor (b) impulsion rayonnée dans le plan E.	43
Figure I. 54: (a) Antenne Valentine (b) impulsion rayonnée dans le plan E ($\varphi=0$).	44

Chapitre II. Conception de nouvelles antennes ULB en bande basse

Figure II. 1: Antenne électriquement petite.	50
Figure II. 2: Représentation d'une antenne électriquement petite. (a). Capacité (b). Inductance. .	50
Figure II. 3: Facteur de qualité en fonction de ka	52
Figure II. 4: Influence de l'efficacité de rayonnement sur le facteur de qualité.....	53
Figure II. 5: Géométrie du monopole rectangulaire.....	56
Figure II. 6: Adaptation du monopole rectangulaire.....	57
Figure II. 7: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation centrée.	58
Figure II. 8: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$), alimentation centrée.....	58
Figure II. 9: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation décalée.....	59
Figure II. 10: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$), alimentation décalée.	59
Figure II. 11: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation centrée (a) $f=0.5$ GHz (b) $f=0.8$ GHz	60
Figure II. 12: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation centrée (a) $f=1.2$ GHz (b) $f=1.5$ GHz	61
Figure II. 13: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation décalée (a) $f=0.5$ GHz (b) $f=0.8$ GHz	61
figure II. 14: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation décalée (a) $f=1.2$ GHz (b) $f=1.5$ GHz	62
Figure II. 15: Simplification du monopole rectangulaire en un monopole filaire (a) alim centrée (b) alim décalée.....	63
Figure II. 16: Impédance d'entrée en fonction du paramètre L (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	64
Figure II. 17: Impédance d'entrée en fonction du paramètre T (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	65
figure II. 18. Influence de T sur l'adaptation.....	66
Figure II. 19: Impédance d'entrée en fonction du paramètre h (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	66
Figure II. 20: Impédance d'entrée en fonction du paramètre d (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	67
Figure II. 21: Adaptation du monopole filaire rectangulaire.	68

Figure II. 22: Courant surfacique du monopole filaire à alimentation centrée (b) $f=0.5$ GHz (b) $f=1.5$ GHz.....	68
Figure II. 23: Comparaison des courants entre monopole rectangulaire et filaire ($f=0.5$ GHz).	69
Figure II. 24: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation centrée.	69
Figure II. 25: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi=0$), alimentation centrée.....	70
Figure II. 26: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation décalée.....	70
Figure II. 27: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi=0$), alimentation centrée.....	71
Figure II. 28(a) Antenne trapézoïdale ULB pliée (b) comparaison du ROS	72
Figure II. 29: (a) Monopole filaire à méandres (b) Monopole fractal de type koch.	73
Figure II. 30: Comparaison des adaptations entre M0 et M1.....	73
Figure II. 31: Miniaturisation avec éléments localisés.....	74
Figure II. 32: Antenne filaire repliée en configuration monopole.	75
Figure II. 33: Impédance d'entrée en fonction du paramètre L (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	75
Figure II. 34: Impédance d'entrée en fonction du paramètre W (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	76
Figure II. 35: Impédance d'entrée en fonction du paramètre h (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	77
Figure II. 36: Impédance d'entrée en fonction du paramètre d (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	78
Figure II. 37: Influence du paramètre d sur le S_{11} du monopole filaire replié.	78
Figure II. 38: Adaptation de l'antenne filaire repliée.	79
Figure II. 39: Courant surfacique du monopole filaire replié (a) $f=0.5$ GHz, (b) $f=1.5$ GHz.....	79
Figure II. 40: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$).....	80
Figure II. 41: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi=0$) (a) $f=0.5$ GHz (b) $f=1$ GHz (c) $f=1.5$ GHz	80
Figure II. 42: Influence du plan de masse (a) adaptation de l'antenne (b) gain ($\theta=\pi/2$, $\phi=\pi/2$).	81
Figure II. 43: Adaptation des trois types d'antennes.	81
Figure II. 44: Gain des différentes antennes dans la direction $\theta=\pi/2$, $\phi=\pi/2$	82
Figure II. 45: (a) Monopole filaire repliée (b) Dipôle filaire replié.....	83
Figure II. 46: Deux monopoles identiques couplés.....	84
Figure II. 47: Deux monopoles identiques couplés avec lignes de transmission.....	85
Figure II. 48: Schéma simplifié du modèle à alimentation décalée	87
Figure II. 49: (a) Deux lignes bifilaires couplées (b) Schéma électrique de 2 lignes bifilaires couplées.....	88
Figure II. 50 Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée	90
Figure II. 51: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée dans deux cas $h=4$ mm et $h=1$ mm.	90
Figure II. 52: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée avec ou sans couplage	91
Figure II. 53: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation décalée	91
Figure II. 54: Dipôle cylindrique et ses coordonnées.	93
Figure II. 55: Dipôles couplés avec ses coordonnées.	94
Figure II. 56: Dipôles couplés identiques.	101
Figure II. 57: Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique (a) partie réelle (b) partie imaginaire.	102
Figure II. 58: Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique (méthode d'approximation du courant)	103
Figure II. 59: Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques (méthode d'approximation du courant)	103
Figure II. 60: Ligne bifilaire.....	104

Figure II. 61: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée.....	106
Figure II. 62: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation décalée	106
Figure II. 63: Schéma électrique équivalent de Chu pour un dipôle cylindrique.	107
Figure II. 64: Schéma électrique équivalent (Chu modifié) pour un dipôle cylindrique	108
Figure II. 65: Impédance d'entrée d'un dipôle (a) partie réelle (b) partie imaginaire.	108
Figure II. 66: Adaptation d'un dipôle (Modèle analytique et schéma électrique).....	109
Figure II. 67: (a) Première forme canonique de Foster (b) Seconde forme canonique de Foster.	109
Figure II. 68: Schéma équivalent d'un dipôle seul (Première forme canonique de Foster).	110
Figure II. 69: Impédance d'entrée d'un dipôle (1 ^{ère} forme de Foster) (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	110
Figure II. 70: Schéma équivalent de deux dipôles identiques couplés (Première forme canonique de Foster).....	111
Figure II. 71: Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques (a) partie réelle (b) partie imaginaire.....	111
Figure II. 72: Schéma électrique équivalent de l'antenne filaire repliée.	112
Figure II. 73: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée (a) partie réelle (b) partie imaginaire.	112
Figure II. 74: Schéma du monopole filaire replié avec son repère et ses paramètres géométriques.	113
Figure II. 75: Adaptation de l'antenne dans deux cas de figures.....	114
Figure II. 76: Monopole optimisé par ajout de tronçons de lignes.	115
Figure II. 77: Adaptation du monopole optimisé.	117
Figure II. 78: Partie réelle de l'impédance d'entrée du monopole optimisé.....	117
Figure II. 79: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole optimisé.....	117
Figure II. 80: Diagramme de rayonnement dans le plan H du monopole optimisé par l'ajout de tronçons de lignes (a) $\theta=80^\circ$ (b) $\theta=60^\circ$	118
Figure II. 81: Gain du monopole optimisé par ajout de tronçons de lignes dans le plan H.	118
figure II. 82: Diagramme de rayonnement dans le plan E du monopole optimisé par l'ajout de tronçons de lignes.....	119
Figure II. 83: Impédance d'entrée du monopole filaire à brins épais en fonction du paramètre a_R	120
Figure II. 84: Impédance d'entrée du monopole filaire à brins épais en fonction du paramètre a_{TL}	120
Figure II. 85: Impédance d'entrée de l'antenne à brins épais pour plusieurs valeurs de a_R	121
Figure II. 86: Figure du monopole filaire replié à brins épais.	122
Figure II. 87: Adaptation du monopole filaire replié à brins épais.	122
Figure II. 88: Diagramme de rayonnement dans le plan H du monopole à brins épais (a) $\theta=80^\circ$ (b) $\theta=60^\circ$	123
Figure II. 89: Gain du monopole à brins épais dans le plan H pour trois angles d'ouverture.	123
Figure II. 90: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi=0^\circ$) du monopole à brins épais....	124

Chapitre III: Caractérisation des antennes ULB dans les domaines fréquentiel et temporel

Figure III. 1: Schéma de deux antennes en transmission.	130
Figure III. 2: Schéma d'une antenne à l'émission.....	131
Figure III. 3: Schéma d'une antenne en réception.	132
Figure III. 4: Circuit électrique équivalent d'un système à deux antennes.	133
Figure III. 5: Système à l'émission (générateur adapté à la ligne de transmission).	137
Figure III. 6: (a) Antenne discone (b) Adaptation.....	139
Figure III. 7: Temps de groupe en ns dans le plan H.	140
Figure III. 8: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) Ecart type du temps de groupe dans le plan H.....	141

Figure III. 9: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan E (b) Ecart-type du temps de groupe dans le plan E.	141
Figure III. 10: Impulsions rayonnées dans le plan H ($\theta=\pi/2$) par les 4 antennes.	142
Figure III. 11: (a) Fonction de fidélité dans le plan H (b). gain énergétique dans le plan H.	144
Figure III. 12: Monopole filaire replié étudié en temporel.	145
Figure III. 13: Influence de la longueur des brins rayonnants sur des descripteurs.....	145
Figure III. 14: Temps de groupe dans le plan H (a) forme carré (b) forme circulaire.	146
Figure III. 15: Moyenne du temps de groupe dans le plan H (a) forme carré (b) forme circulaire.	147
Figure III. 16: impulsions rayonnées dans le plan H ($\theta=\pi/2$, $\varphi=\pi/2$) (a) forme carré, (b) forme circulaire.....	147
Figure III. 17 : Impulsions rayonnées dans le plan E ($\varphi=0$, $\theta=\pi/6$). (a) forme carrée, (b) forme circulaire.....	148
Figure III. 18: Fidélité dans le plan H pour différentes dimensions (a) forme carré (b) forme circulaire.....	148
Figure III. 19: Fidélité dans le plan E pour différentes dimensions (a) forme carré (b) forme circulaire.....	149
Figure III. 20: Schéma d'un banc impulsif.	150
Figure III. 21: Impulsion émise.....	151
Figure III. 22: Antenne de référence : Antenne Vivaldi.	151
Figure III. 23: (a) Adaptation (b) Gain dans le plan E.	152
Figure III. 24: Phase de calibration dans le domaine temporel.....	152
Figure III. 25: Schéma d'une chaîne de mesures en fréquentiel.....	153
Figure III. 26: (a) Figure de l'antenne bilog (b) Adaptation.....	154
Figure III. 27: (a) Figure de l'antenne cornet (b) Adaptation.....	154
Figure III. 28: Prétraitement de la fonction de transfert d'une antenne.....	155
figure III. 29: Antenne ULB à encoches.	157
Figure III. 30: Adaptation de l'antenne à encoches.	157
Figure III. 31: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole à encoches.....	158
Figure III. 32: Gain fréquentiel dans le plan H ($\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi/2$).	158
Figure III. 33: Impulsions rayonnées dans le plan H (bleue: simulation CST, rouge: Mesures temporelles).....	159
Figure III. 34: Temps de groupe dans le plan H (bleue: simulation CST, rouge: Mesures temporelles).....	159
Figure III. 35: Adaptation du monopole filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures).	161
Figure III. 36: (a) Dipôle (b) Adaptation du dipôle filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures).	161
Figure III. 37: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du dipôle filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).	162
Figure III. 38: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du dipôle filaire replié.....	162
Figure III. 39: (a) Figure de l'antenne (b) Adaptation du monopole filaire replié à brins épais ..	163
Figure III. 40: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié à brins épais.....	164
Figure III. 41: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié à brins épais.....	164
Figure III. 42: (a) Figure de l'antenne (b) Adaptation du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons.....	165
Figure III. 43: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié optimisé avec	165
Figure III. 44: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons	166
Figure III. 45: Temps de groupe du dipôle filaire replié: (a) plan H (b) plan E.	167

figure III. 46. (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) écart-type du temps de groupe dans	167
Figure III. 47: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) Ecart-type du temps de groupe dans	168
Figure III. 48: Temps de groupe du monopole à brins épais (a) plan H (b) plan E	168
Figure III. 49: Temps de groupe du monopole optimisé avec des tronçons de lignes (a) plan H (b) plan E	169
Figure III. 50: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures fréquentielles).....	170
Figure III. 51: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié dans le plan H.....	170
Figure III. 52: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié dans le plan E.	171
Figure III. 53: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan H.....	171
Figure III. 54: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan H.....	172
Figure III. 55: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan E.	172
Figure III. 56: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan H	173
Figure III. 57: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan H.	173
figure III. 58: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan E.....	174
Figure III. 59 Impulsions rayonnées du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H.....	175
Figure III. 60: Impulsions rayonnées du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H.	175
Figure III. 61: Impulsions rayonnées du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan E	176
Figure III. 62: Descripteurs compacts du monopole filaire replié dans le plan H	176
Figure III. 63: Descripteurs compacts du monopole filaire replié dans le plan E.....	177
Figure III. 64: Descripteurs compacts du dipôle filaire replié dans le plan H	177
Figure III. 65: Descripteurs compacts du dipôle filaire replié dans le plan E.....	178
Figure III. 66: Descripteurs compacts du monopole à brins épais dans le plan H.....	178
Figure III. 67: Descripteurs compacts du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H.....	179
Figure III. 68: Système Antenne et ligne de transmission à l'émission.	180
Figure III. 69: Montage de mesure du coefficient de réflexion d'une antenne avec un réflectomètre temporel	181
Figure III. 70: (a) Tension totale à l'entrée de la ligne de transmission (b) Dérivée de la tension totale.....	181
Figure III. 71: Comparaison de mesures pour l'adaptation du dipôle filaire replié.	182
Figure III. 72: (a) Principe de base d'une mesure à une seule antenne (b) Montage à une seule antenne	182
Figure III. 73: Méthode à une seule antenne dans le domaine temporel: circuit équivalent à deux antennes.....	183
Figure III. 74: (a) fonction de transfert du dipôle filaire replié, (b) impulsion rayonnée dans le plan H $\theta=\pi/2$, $\varphi=0$	184

Liste des tableaux

Chapitre I. Contexte général de l'Ultra Large Bande

Tableau I. 1: Cahier des charges.	44
Tableau I. 2: Différentes antennes ULB.	45

Chapitre II. Conception de nouvelles antennes ULB en bande basse

Tableau II. 1: Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande.	56
Tableau II. 2: Tableau récapitulatif des propriétés (diminution, bande passante) des antennes méandres.	73
Tableau II. 3: Avantages et inconvénients des méthodes de miniaturisation des antennes filaires.	74

Chapitre III: Caractérisation des antennes ULB dans les domaines fréquentiel et temporel

Tableau III. 1: Fidélité pour différentes antennes ULB dans la bande 3.1-10.6 GHz.	138
Tableau III. 2: Récapitulatif des principales caractéristiques fréquentielles des antennes ULB.	139
Tableau III. 3: Tableau récapitulatif des descripteurs compacts pour les 4 antennes.	143
Tableau III. 4: Tableau récapitulatif des dimensions optimisées et de l'adaptation pour différentes valeurs de L.	145
Tableau III. 5: Descripteurs compacts dans le plan H de l'antenne à encoches.	160

Introduction générale

Ce travail de thèse a été réalisé dans le laboratoire IMEP-LAHC de Grenoble ainsi que dans les locaux de l'entreprise Radiall. Ces deux entités m'ont permis de réunir d'une part les compétences théoriques de l'IMEP dans le domaine de l'électromagnétisme et d'autre part la grande expérience de Radiall dans le domaine de la réalisation et de la caractérisation d'antennes à bas coût. C'est tout naturellement que ce travail de thèse s'est focalisé sur la réalisation et la caractérisation d'antennes ULB.

Le principe des communications radio utilisant la technique de l'Ultra Large Bande est aujourd'hui bien connu et les nombreuses études sur le sujet ont permis de définir et de réaliser des circuits électroniques spécifiques à ces applications. Récemment, la FCC a défini les règles d'utilisations du spectre de fréquence dans la bande entre 3.1-10.6 GHz. Cette technologie possède de nombreux atouts : Grâce à une bande passante beaucoup plus large que les systèmes large bande actuel, cette nouvelle technologie est très robuste en environnement bruyant. Par ailleurs, la puissance d'émission étant du même niveau que celui du bruit, la technique peut cohabiter avec des systèmes à bandes étroites.

Une grande partie des travaux de cette thèse s'est déroulée dans le cadre d'un projet de l'ANR (Aubade). Ce projet qui a réuni sur trois ans deux universités (IMEP-LAHC et IETR), deux entreprises (Radiall et Thomson) et un laboratoire du CEA (LETI) a, entre autres, permis de montrer qu'il était possible de caractériser les antennes Ultra Large Bande en régime impulsionnel dans les bandes 3.1-10.6 GHz et 100 MHz-2 GHz.

L'objectif de cette thèse était de concevoir, de réaliser et de caractériser en régime impulsionnel des antennes Ultra Large Bande miniatures, dans la partie basse du spectre (0.1-2 GHz).

Le premier chapitre de cette thèse est consacré à la présentation de la technologie ULB et à ses principales applications. Nous nous sommes attachés à souligner la difficulté à caractériser les antennes ULB ; nous montrerons que les descripteurs fréquentiels (adaptation et diagramme de rayonnement) ne suffisent pas à caractériser complètement ce type d'antennes. Après une étude du comportement temporel des antennes ULB, ce premier chapitre propose un état de l'art des diverses structures d'antennes ULB existantes. Trois types d'antennes de bases seront ainsi détaillés: antennes indépendantes de la fréquence, antennes omnidirectionnelles et antennes directives. La fin de ce premier chapitre est consacrée à l'étude à proprement parler d'antennes ULB dans la bande 100MHz-2 GHz. Une structure sera alors choisie comme base d'étude pour ce travail de thèse.

Le second chapitre est consacré à la conception de nouvelles structures d'antennes ULB pouvant être utilisées dans la partie basse du spectre 100 MHz-2 GHz. Les différentes simulations des antennes (étude paramétrique et diagramme de rayonnement) seront déterminées grâce au logiciel CST Microwave Studio. Un premier travail sera réalisé sur la définition du facteur de qualité d'une antenne ULB et ses relations avec les dimensions de l'antenne. Ensuite une étude complète (étude paramétrique et diagramme de rayonnement) du monopole large bande permettra de le dimensionner afin d'optimiser ses performances dans la bande 0.5-2 GHz. Une nouvelle géométrie d'antenne, l'antenne filaire repliée, sera alors proposée et détaillée afin de répondre au mieux au cahier des charges. La dernière partie de ce chapitre est dédiée à la modélisation analytique de cette nouvelle structure ainsi qu'à son optimisation vers les basses fréquences.

Le dernier chapitre est consacré à l'étude, dans le domaine temporel, de ces nouvelles structures à l'aide de nouveaux descripteurs qui tiennent compte de la déformation de l'impulsion par l'antenne,

Introduction générale

point important si l'on souhaite utiliser ces antennes uniquement en temporel. Une série de mesures effectuées sur les différentes versions de l'antenne filaire repliée nous permettra de comparer leurs performances. Enfin, une méthode de mesure dans le domaine temporel sera présentée avec les premiers résultats expérimentaux obtenus sur l'antenne filaire repliée. Cette méthode utilisera la technique de réflectométrie temporelle.

Chapitre I. Contexte général sur l'Ultra Large Bande

1 La Technologie Ultra Large Bande

1.1 Généralités sur l'Ultra Large Bande

1.1.1 Histoire et définition

Durant les 3 dernières décennies, pour faire face à l'encombrement des bandes de fréquences utilisées pour la transmission d'informations, on a essentiellement cherché à réduire la largeur de bande nécessaire pour transmettre ces informations avec un taux d'erreurs acceptable. Ce n'est que récemment – une dizaine d'années – que le concept d'ultra large bande a retrouvé un intérêt principalement suscité par le développement des transmissions à courte distance.

Si le terme "ultra large bande" est relativement récent - une dizaine d'années- le concept lui même est par contre bien plus ancien:

- ❖ La grande majorité des techniques de transmission actuelles utilisent des modulations avec porteuses (bluetooth, ...). Dès la fin du 19^{ème} siècle, Heinrich Hertz – avait eu l'idée d'utiliser des décharges électriques pour produire des ondes électromagnétiques. C'était la base de la technique Ultra large bande
- ❖ Dans les années 60, Ross et Bennett [1] étudient pour la première fois la propagation d'ondes électromagnétiques d'un point de vue temporel plutôt que d'un point de vue fréquentiel. Dans leur publication, apparaissent pour la première fois, des applications liées à cette nouvelle technique : les communications et les radars
- ❖ Dans les années 1970-1994, la majorité des travaux vise à améliorer certains sous- systèmes de cette nouvelle technique. A cette époque, on lui donne plusieurs noms: technologie "sans porteuse", ou en "bande de base" ou encore technologie "impulsionnelle". C'est en 1989 que le terme ultra large bande apparaît dans une publication du ministère de la Défense aux Etats-Unis. Les travaux concernant cette technologie sont effectués, pour la plupart, dans le cadre de programmes confidentiels américains (militaires)
- ❖ En 1994, la confidentialité des travaux liés à l'ultra large bande est levée: La recherche se développe de façon importante aussi bien dans l'industrie que dans les universités.
- ❖ En 2002, la FCC (Federal Communication Commission) [2], l'organisme de régulation des communications américain, réglemente l'Ultra large bande: Elle en donne une définition précise, et définit les niveaux de puissance maximale autorisés (- 41 dBm /MHz pour la bande haute)

Définition:

La définition de l'Ultra large bande donnée par la FCC en février 2002 est la suivante. Un signal est dit ultra large bande si

- ❖ sa bande passante est au minimum de 500 MHz (à -10 dB)
- ❖ Sa bande passante relative est supérieure à 0.2:

$$BP_{relative} = 2 \cdot \frac{f_h - f_l}{f_h + f_l} > 0.2 \quad (1)$$

Où f_h et f_l désignent respectivement les fréquences limites basses et hautes du spectre de signal, fréquences prises -10dB. Les deux conditions ne sont pas forcément remplies en même temps.

La plupart des concepteurs de systèmes ULB adoptent une autre définition, à savoir une bande passante – 10 dB supérieure à 1.5 GHz (ou une bande passante fractionnelle supérieure à 0.25 par rapport à la fréquence centrale du système). Un exemple pratique est un système radio centré à 2 GHz, de bande passante à -10 dB de 1.6 GHz.

1.1.2 Comparaison système ULB / Système à bande étroite

Les caractéristiques de la technique ultra à large bande (ULB) diffèrent largement de celles des techniques classiques. En effet, cette technique transmet et reçoit des formes d'onde basées sur des impulsions de très courtes durées (1 ns) alors que les techniques conventionnelles envoient et reçoivent des formes d'onde sinusoïdales étalées dans le temps ayant de ce fait une densité spectrale de puissance beaucoup plus étroite que celle des signaux ULB.

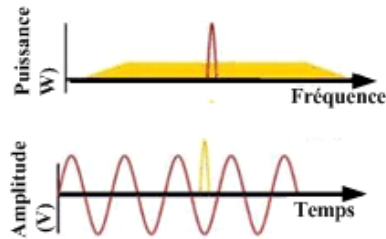


Figure I. 1: Comparaison en temporel et fréquentiel d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.

Depuis février 2002, la FCC a alloué le spectre de 3.1-10.6 GHz pour l'utilisation de l'ULB sans licence.

Le masque spectral de puissance de l'ULB représenté sur la figure I.2 est défini pour permettre une densité spectrale de puissance très faible (DSP maximale: -41.3 dBm/MHz) sur toute la bande de fréquences de l'ULB. Cette puissance très faible sur une très large bande passante permet à d'autres systèmes à bande étroite de coexister avec l'ultra large bande. Ces caractéristiques ont présenté une myriade d'occasions et de défis aux concepteurs dans une grande variété de domaines comprenant la conception de circuit et de système RF mais aussi la conception d'antenne.

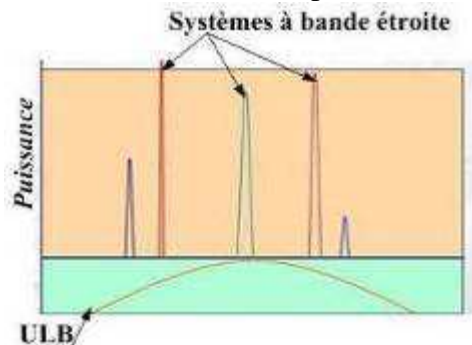


Figure I. 2: Comparaison entre la DSP d'un signal à bande étroite et d'un signal ULB.

1.1.3 Caractéristiques principales de l'Ultra Large Bande

Par rapport aux autres systèmes de transmission classique, l'ultra large bande dispose d'un certain nombre d'avantages remarquables:

1.1.3.1 Problème dû à la propagation par trajets multiples

L'évanouissement du signal dû à la propagation par trajets multiples peut sensiblement réduire l'efficacité des systèmes de communications classiques. Dans le cas des communications ultra large bande, le signal transmis possède une largeur de bande très importante, quelques GHz en pratique (dit de façon équivalente une résolution temporelle très fine) comme la fenêtre d'observation du récepteur est très étroite, les réflexions multiples arrivées avec un retard de l'ordre de la nanoseconde peuvent être

additionnées pour donner un gain comparable à celui obtenu dans le cas d'une propagation par trajet unique et direct. Cette caractéristique permet à la technologie ULB d'être performante dans des environnements encombrés (en pleine rue par exemple)

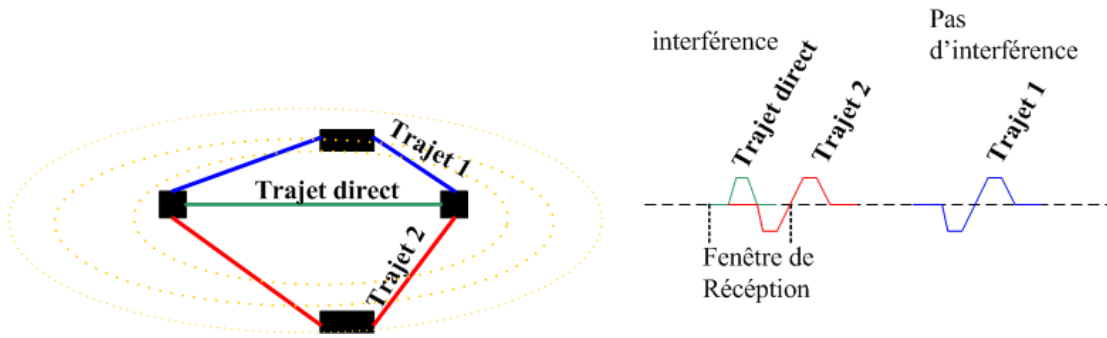


Figure I. 3: Propagation par trajets multiples.

1.1.3.2 Communications protégées:

Les signaux ULB sont plus difficiles à détecter que les signaux de radiocommunications classiques car ils utilisent une grande largeur de bande et peuvent être produits sous forme de bruit. (DSP très faible). Les signaux ULB sont quasiment indétectables parce qu'ils peuvent être transmis avec un niveau de densité spectrale de puissance bien inférieure au bruit de fond des récepteurs classiques. Cette caractéristique, particulière à l'ultra large bande, permet à cette dernière de coexister avec les systèmes de communications classiques.

1.1.3.3 Capacité de la technologie ULB

Le théorème de Shannon nous enseigne que la capacité d'un système est donnée par la formule suivante:

$$C = B \cdot \log_2(1 + SNR) \quad (2)$$

où B désigne la bande passante du système et SNR le rapport signal à bruit.

De cette formule, on déduit que la capacité d'un système croît linéairement avec la bande passante mais croît seulement logarithmiquement avec le rapport signal à bruit. Par conséquent, pour augmenter la capacité d'un système, la meilleure méthode consiste à augmenter sa bande passante; c'est ce qui est réalisé par la technique ULB.

1.1.3.4 Simplicité relative des systèmes ULB:

Dans les systèmes de communications sans fils utilisant la technologie ULB, l'information en bande de base peut moduler directement les impulsions de courtes durées au lieu de moduler une onde sinusoïdale. L'architecture de l'émetteur et du récepteur ULB devient alors très simplifiée: les systèmes ne comportent ni synthétiseur à boucle à verrouillage de phase (PLL), ni mélangeur, ni oscillateur contrôlé par une tension (VCO) et encore moins un amplificateur de puissance. Toutes ces simplifications se traduisent par une réduction du coût des systèmes RF.

1.1.3.5 Inconvénients de l'Ultra Large Bande:

Un des inconvénients lié à l'utilisation de cette nouvelle technique de communication tient au fait que les fréquences utilisées sont déjà employées par d'autres systèmes, ce qui rend possible l'existence d'interférences.

1.1.4 La réglementation de l'ULB:

1.1.4.1 Réglementation aux USA (en février 2002)

Les Etats-Unis ont été le premier pays à réglementer l'utilisation de l'Ultra large bande: En février 2002, la FCC a limité les niveaux d'émission des signaux ULB (EIRP $\approx -41,3$ dBm/MHz) pour un spectre de fréquences allant de 3.1GHz à 10.6 GHz. La figure ci-contre (figure I.4) représente le spectre d'émission imposé par la FCC pour les systèmes opérant en intérieur et en extérieur.

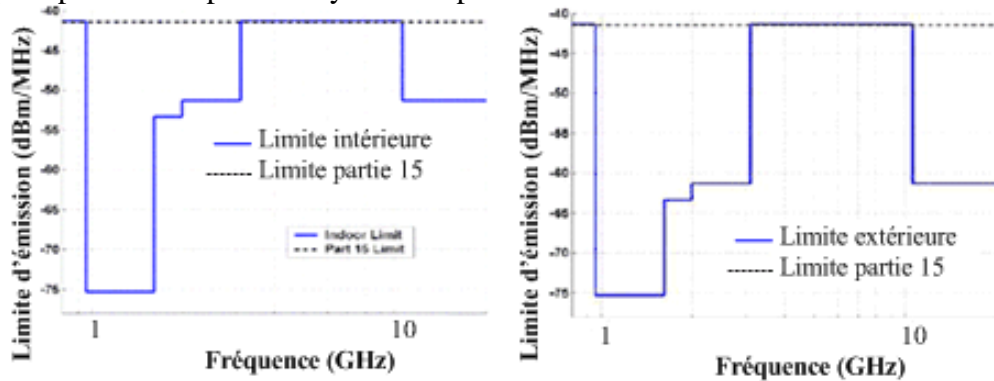


Figure I. 4: Limites d'émission pour les systèmes ULB en intérieur et en extérieur.

1.1.4.2 Réglementation hors des Etats Unis.

L'Europe et le Japon ont commencé à établir les spécifications de leurs propres spectres d'émission pour les systèmes ULB. L'ETSI, le département européen des standards de télécommunications, a proposé des limites similaires à celle de la FCC ; ce projet est aujourd'hui encore en discussion avec les entreprises impliquées dans le développement de systèmes ULB car le spectre d'émission proposé est plus restrictif que celui défini par la FCC. En juillet 2007, l'ETSI a proposé un standard pour les niveaux d'émissions des signaux ULB (EIRP $\approx -41,3$ dBm/MHz) pour un spectre de fréquences allant de 6 GHz à 9 GHz [3]

La figure I.5 montre l'état actuel, en Europe et au Japon, des spectres d'émission pour les systèmes Ultra Large Bande en intérieur et en extérieur:

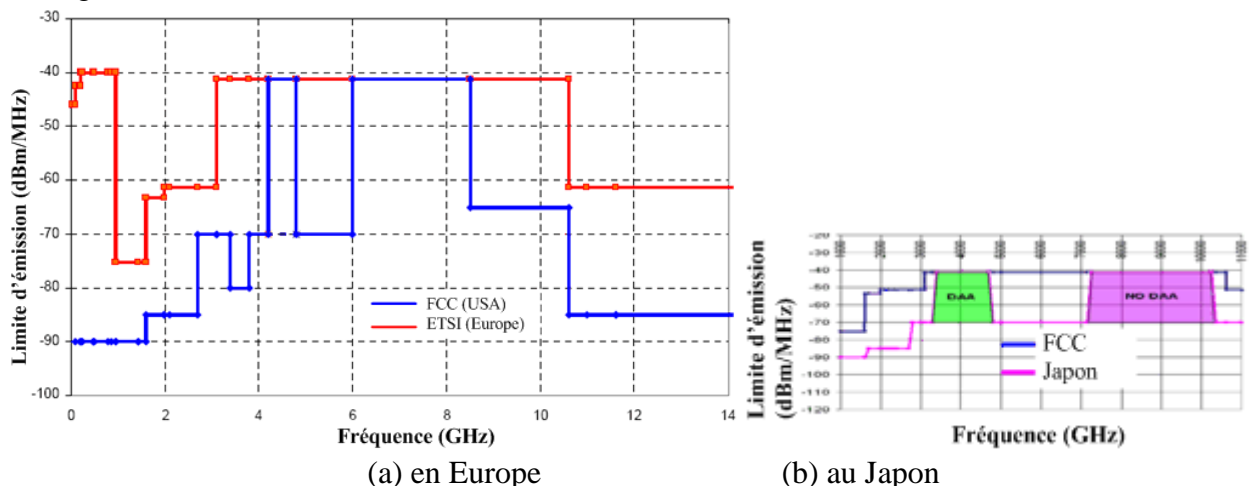


Figure I. 5: Projets de limites d'émission de signaux ULB en Europe et au Japon.

1.2 Différents types de signaux ULB:

1.2.1 Train d'impulsions pour les systèmes ULB

1.2.1.1 Signaux ULB usuels

L'ULB impulsif est caractérisé par l'utilisation d'impulsions de très courtes durées, la durée du pulse étant inversement proportionnelle à la bande passante du système. La forme de l'impulsion a une incidence importante sur le reste du système (bande passante du récepteur, conception de l'antenne, taux d'erreur binaire).

L'impulsion la plus couramment choisie et la plus simple à mettre en œuvre est la gaussienne ou l'une de ses dérivées [4], représentées par les formules suivantes : (figure I.6)

$$p(t) = A.e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \text{ et } p_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left(A_n.e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \right) \quad (3)$$

Où A désigne l'amplitude du signal et τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion.

L'inconvénient majeur de cette impulsion réside dans l'existence d'une composante continue. C'est pour cela, habituellement que l'on utilise plutôt la première ou la seconde dérivée de l'impulsion gaussienne:

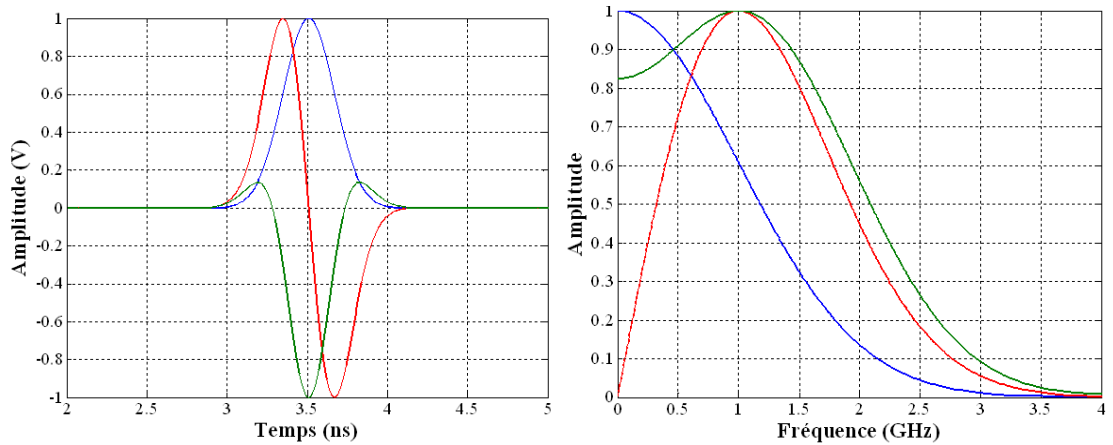


Figure I. 6: Impulsion gaussienne (bleue -i), première dérivée de la gaussienne (rouge -ii) et seconde dérivée de la gaussienne (verte -iii) dans les domaines temporels et fréquentiels.

D'autres formes d'impulsions peuvent être définies, les plus utilisées étant : Monocycle Manchester, Monocycle, rectangle, impulsions basées sur les fonctions polynomiales d'Hermite. [5].

1.2.1.2 Train d'impulsions ULB :

Un train d'impulsion ULB est généralement représenté sous la forme suivante (figure I.7):

$$s(t) = A \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{j=0}^{N_s-1} v(t - jT_f) \right), \quad (i-1)T_b < t < iT_b \quad (4)$$

Avec N_s Nombre de pulse requis pour transmettre un seul bit d'information

T_b durée d'un pulse, $T_b = N_s T_f$

T_f temps de la trame (ou Période moyenne de répétition des impulsions)

$F_f = 1/T_f$: fréquence de répétition d'impulsions

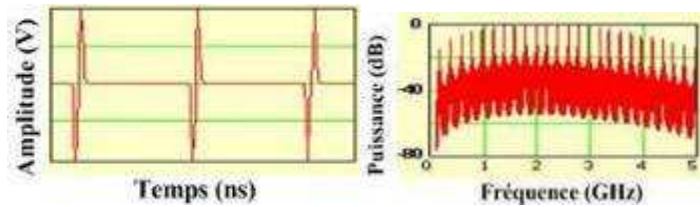


Figure I. 7: Exemple de trains d'impulsions ULB et de sa DSP.

1.2.1.3 Étalement du spectre:

Un système est dit à étalement de spectre si sa bande passante occupée est volontairement (très) supérieure à la bande passante minimale nécessaire pour transmettre l'information. Cette technique est nécessaire pour les systèmes ULB car ils doivent être robustes par rapport à d'autres systèmes de communications à bande étroite. Par ailleurs, les techniques d'étalement du spectre offrent la possibilité à plusieurs utilisateurs de partager la bande passante disponible.

Il existe trois techniques d'étalement du spectre couramment utilisées dans les systèmes ULB [6], [7]:

- étalement temporel ou "*time hopping TH*"
- étalement fréquentiel ou "*frequency hopping FH*"
- étalement par la multiplication avec des séquences pseudo-aléatoires ou "*direct sequences DS*" en bande de base.

Par ailleurs, aujourd'hui il existe deux types de systèmes ULB utilisant différemment la totalité du masque fréquentiel (3.1-10.6 GHz pour la réglementation américaine)

- Système ULB impulsionnel : le système est basé sur la transmission d'impulsions de durées très courtes, (quelques ns). Toutes les fréquences sont utilisées simultanément. La technique d'étalement de spectre utilisée est soit par saut temporel (Time hopping) soit par séquences pseudo-aléatoires.
- Système Multi-bande : le spectre est divisé en plusieurs sous-bandes de fréquences de 500 MHz. La technique d'étalement de spectre utilisée est par saut de fréquences.

Dans la suite de ce paragraphe, on va examiner plus en détail ces deux systèmes ultra large bande.

1.2.2 Systèmes ULB impulsionnels

1.2.2.1 Modulation de données

Pour transmettre des informations, le train d'impulsions a besoin d'être codé (modulé) par les informations à transmettre. Plusieurs types de modulations existent et nous allons brièvement décrire les principales [8].

1.2.2.1.1 Modulation par position de l'impulsion (PPM)



Figure I. 8: Principe de la modulation PPM.

On note :

- ❖ T_c : longueur du signal
- ❖ δ : Décalage de temps

La transmission du bit '0' commence à une position nominale définie par T_c . Grâce aux décalages en temps, cette modulation distribue de façon uniforme l'énergie du signal à travers le spectre. Si l'on se limite à une modulation purement binaire, on obtient un débit relativement bas. Pour augmenter ce débit sans dégrader les performances du système ULB, on peut utiliser une modulation M-aire. (plusieurs bits par symbole). Dans ce cas, le rapport de la longueur de la trame à la durée du pulse gaussien est nettement supérieur à 1.

1.2.2.1.2 Modulation Par amplitude du pulse (PAM) ou Modulation ASK

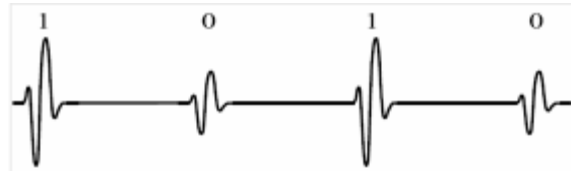


Figure I. 9: Principe de la modulation PAM.

Le principe de cette modulation est basé sur le codage de l'amplitude des impulsions par les données. Comme précédemment, la modulation peut être soit binaire soit M-aire.

Remarque : Cas particulier modulation OOK (On-Off Keying) où le bit '0' est codé par une absence de l'impulsion.

1.2.2.1.3 Modulation PSK

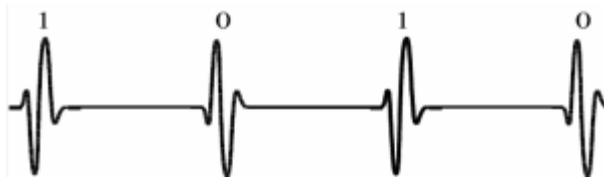


Figure I. 10: Principe de la modulation PSK

Le principe de base de cette modulation consiste à coder la polarité des impulsions. Comme précédemment, la modulation peut être soit binaire soit M-aire, un cas particulier couramment utilisé dans les systèmes ULB est la modulation à 2 niveaux ou modulation BPSK:

Phase 0° le bit '0' est transmis

Phase 180° bit '1' transmis

La modulation BPSK possède, à débit égal, la meilleure efficacité en terme de taux d'erreur binaire pour un rapport signal à bruit fixé par rapport à l'ensemble des modulations de type M-PSK.

1.2.2.2 Etalement de spectre par saut temporel

Cette méthode a été décrite pour la première fois par Scholtz [9] et est conçue pour des transmissions nécessitant un débit relativement bas : 40 Mbps, comme le montre la figure I.11

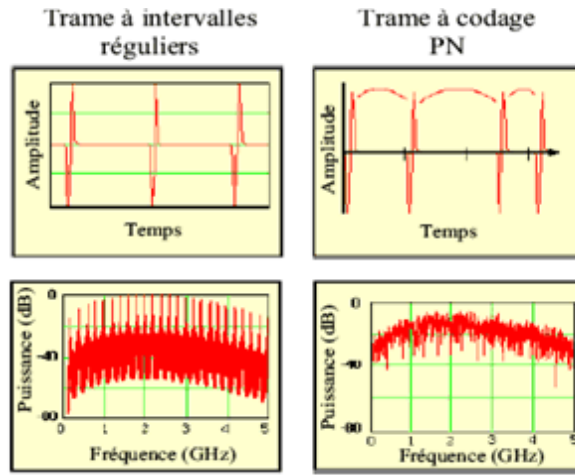


Figure I. 11: Principe de l'étalement de spectre par saut temporel.

Le train d'impulsions d'un système ULB impulsionnel peut s'écrire sous la forme :

$$s(t) = \sum_j v(t - jT_f), \quad (4)$$

$T_f = 1/100$ voir $1/1000$ de la largeur de la gaussienne, ce qui implique un signal avec un rapport cyclique très bas, cela permet alors le codage de canal (multiplexage).

Afin d'éviter l'apparition de raies dans le spectre, c'est-à-dire afin de rompre la périodicité temporelle, une technique de sauts est utilisée. Cette technique présente en outre l'intérêt de permettre la différenciation de plusieurs émetteurs dans un contexte multi-utilisateurs. A chaque émetteur est associée une séquence de sauts spécifique connue des récepteurs. Les sauts temporels sont établis selon des codes pseudo-aléatoires (PN-codes).

1.2.3 Système ULB multi bande

Pour des applications plutôt à très hauts débits et à courtes portées, une autre approche est préférable à l'approche impulsionnelle. C'est l'approche multi-bande qui a été proposée par un ensemble d'entreprises à partir de mars 2003 [10].

Cette nouvelle approche consiste à fractionner la bande 3.1-10.6 GHz en plusieurs sous bandes de fréquences de largeur 500 MHz (figure I.12) et à utiliser une technique d'accès OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Le principe de base de cette modulation consiste à transmettre plusieurs symboles de façon simultanée, en parallèle sur différentes porteuses.

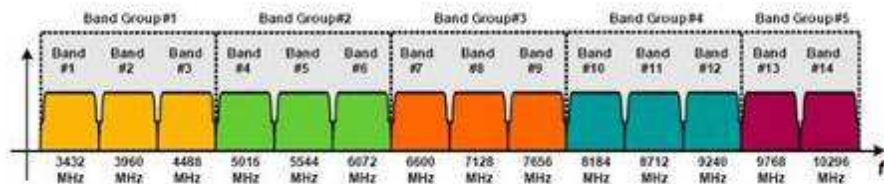


Figure I. 12: Principe de la base des systèmes ULB multi-bande.

Tous les signaux peuvent être transmis simultanément sans interférence car ils occupent des bandes de fréquences différentes. Chaque signal ULB est modulé avec les techniques de modulations numériques classiques, ce qui permet d'atteindre des débits de données très élevés pour le système complet. (Chaque sous-bande ayant déjà un débit relativement élevé)

Cette méthode utilise, pour l'étalement du spectre, la technique du saut de fréquences entre les différentes bandes. Un transmetteur opérant en saut de fréquence est capable de changer de fréquence

plusieurs fois par seconde à l'intérieur d'une bande passante définie. Un processus de synchronisation des fréquences de transmission est utilisé pour permettre à deux radios opérant dans le même réseau en saut de fréquence de communiquer entre elles. Cette synchronisation se fait à intervalles irréguliers pendant toute la durée de la transmission. Le système de saut de fréquences « hopping » suit une séquence pseudo aléatoire qui se répète sur un cycle très long.

1.2.4 Comparaison entre les deux types de systèmes ULB

- ❖ Avantage des systèmes multi-bande
 - La coexistence avec d'autres systèmes à bande étroite est plus aisée. Les systèmes multi bandes ont la possibilité d'ajuster les interférences intra bande en utilisant de façon sélective les bandes disponibles. C'est important pour l'ULB qui doit coexister avec les systèmes WLAN.
 - L'approche multi bande est extensible : beaucoup de bandes peuvent être utilisées pour accommoder les systèmes à très haut débits et peu de bandes pour les systèmes à bas débits.
 - Méthode plus flexible que la méthode précédente qui permet une adaptation aisée aux différentes réglementations existantes et à leurs éventuels changements.
- ❖ Inconvénients
 - Méthode plus complexe à mettre en œuvre et plus consommatrice de puissance.

1.3 Différents types d'applications de l'Ultra Large Bande

En février 2002, la FCC a défini trois types d'applications pour l'ULB [1]

- Bande de fréquences 24 GHz et 77 GHz : applications liées aux véhicules
- Bande de fréquence <1 GHz: radar GPR et radar "see through wall"
- Bande 1.99-10.6 GHz: Applications médicales (imagerie).
- Bande 3.1-10.6 GHz: Système de communications sans fil et applications liées à la localisation.

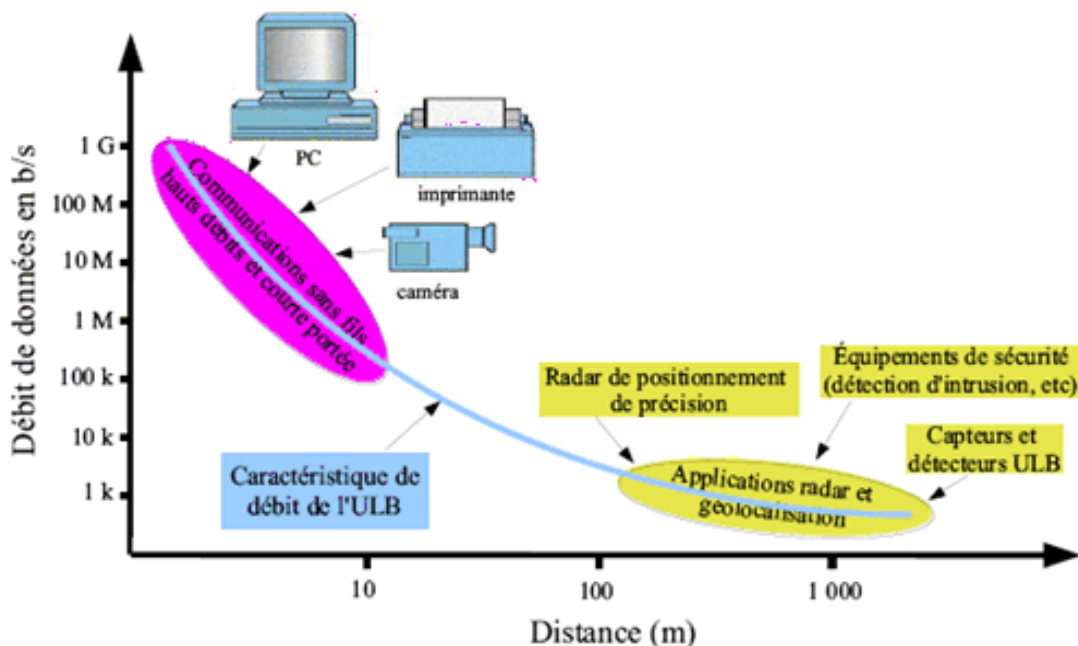


Figure I. 13: Différentes applications de l'Ultra Large Bande.

1.3.1 Applications liées aux communications

1.3.1.1 Applications sans fils WLAN

L'une des applications qui a connu un grand développement après la libération de la bande de fréquences de 3.1-10.6 GHz par la FCC en 2002 concerne sans aucun doute les communications sans fils, à très hauts débits et à courtes portées.

La première application de l'ultra large bande pour les communications sans fils à haut débit (supérieur à 10 Mbps) est liée aux loisirs domestiques [11], [12]. L'ULB permet de remplacer les câbles IEEE 1394 entre caméras numériques et PC par une connectique sans fil, d'effectuer des transferts à très haut débit entre plusieurs PC d'une même maison, ou entre un PC et certains périphériques (imprimante, scanners, disque de stockage) grâce au bus universel sans fil de très haut débit (bus: WUSB)

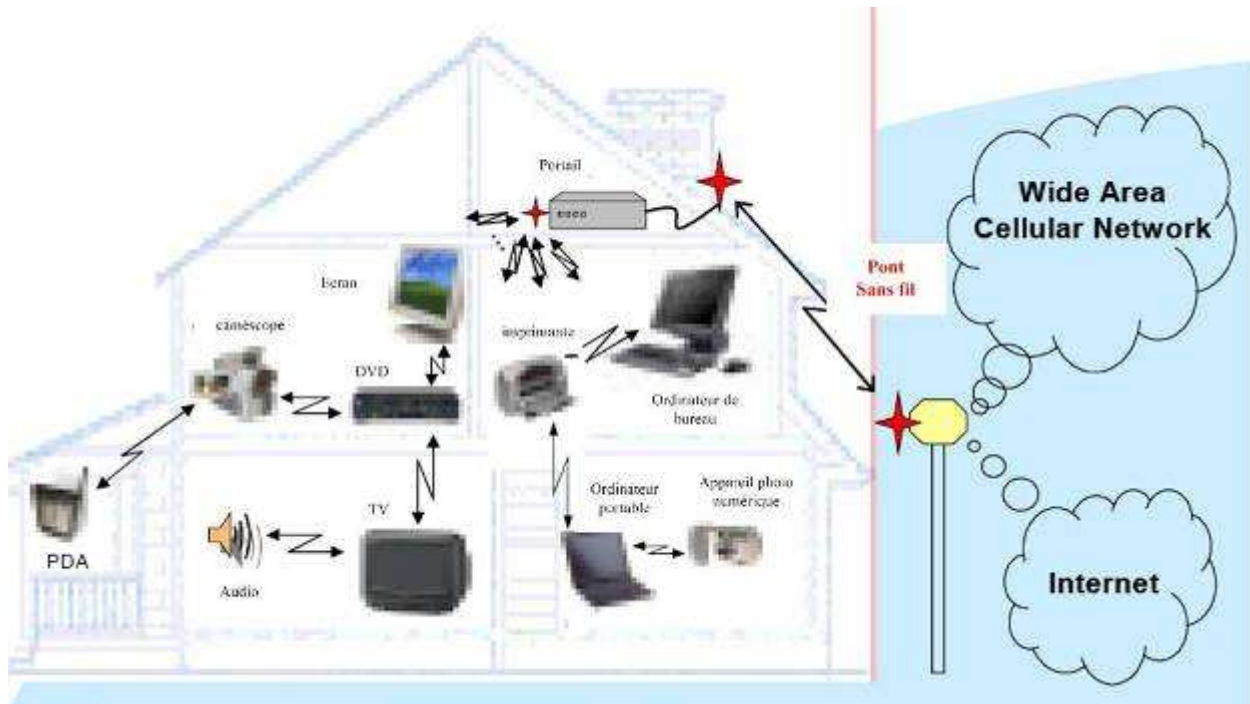


Figure I. 14: Système de communications sans fils, à haut débit.

Pour des débits plus faibles, on peut envisager des portées un peu plus grandes (50 m) ce qui donne accès à un grand nombre d'applications [13]. On peut citer par exemple:

- ❖ quelques kbit/s pour les applications domestiques comme l'automatisation de la maison, les systèmes de sécurité ou d'autres services mettant en œuvre des réseaux de capteurs, des télécommandes.
- ❖ quelques centaines de kbit/s pour les téléphones sans-fil et les liaisons avec les périphériques (souris, clavier, oreillette) du PC,
- ❖ et jusqu'à 1 Mbit/s pour la télésurveillance.

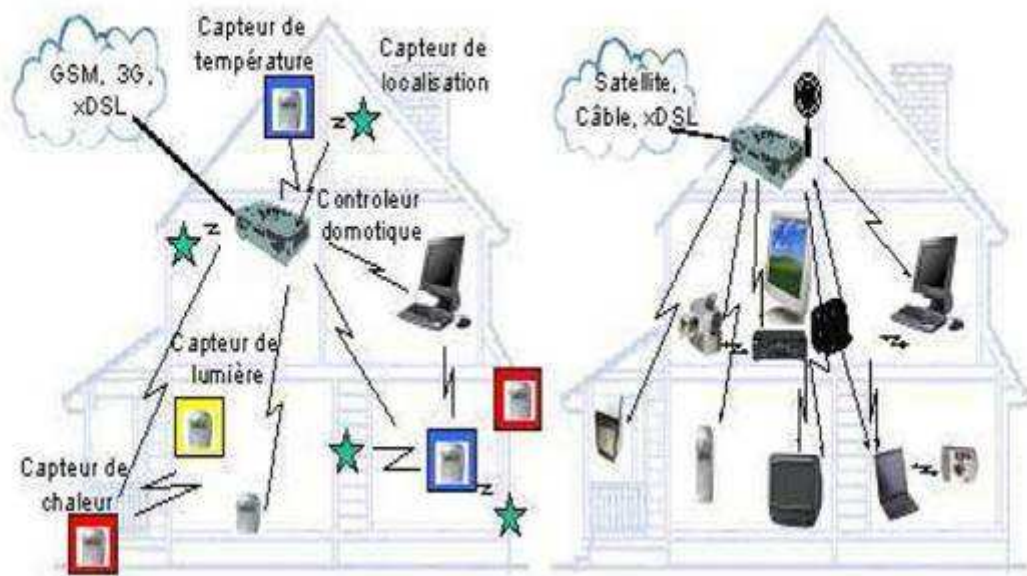


Figure I. 15: Système de communication de proximité.

A côté de ces applications de communications en bande haute, il existe d'autres applications de communications dans la partie basse du spectre (0.03-2 GHz) décrites ci-dessous.

1.3.1.2 Communications en bande basse

On considère dans cette partie (0.03-2 GHz) les communications entre plusieurs utilisateurs. Au cours des deux dernières années, les développements ont été guidés par la nécessité d'augmenter le nombre d'utilisateurs tout en préservant une bande passante élevée pour chaque utilisateur. Les données à transmettre vont de l'audio à faible débit binaire (par exemple, 1/10 de kbps pour la voix CVSD) à la vidéo en temps réel (plusieurs Mbps). Les applications dites tactiques (portée de l'ordre du km) et les applications dites stratégiques (portée > 100 km), exigent une faible probabilité de détection (LPD).

Deux systèmes de communications, fonctionnant dans deux bandes de fréquences distinctes, ont été commercialisés [14] :

Le premier, le système DRACO, (figure I.16) fonctionne dans la bande VHF/UHF du spectre: C'est un système de communication mobile prévoyant un fonctionnement sans fil dans un environnement tactique. Sa distance d'opération est importante, pouvant s'étendre sur plusieurs kilomètres, DRACO supporte des voix (ou données) cryptées mais aussi des données non cryptées.



Figure I. 16: Système DRACO.

Le second système est le système ORION, (figure I.17) qui fonctionne dans la bande L (1-2 GHz) du spectre avec 27% bande passante. Il peut fonctionner soit dans un environnement tactique (assez courte portée) soit dans un environnement stratégique.

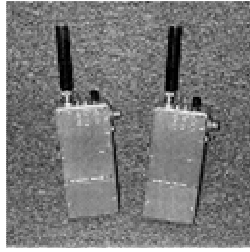


Figure I. 17: Système ORION.

1.3.2 Applications liées au radar

1.3.2.1 Quelques généralités

Un radar est traditionnellement défini par sa résolution ΔR : $\Delta R = \frac{c}{2B}$ où B est la bande passante du radar et c la vitesse de la lumière.

1.3.2.1.1 Comparaison entre radar à bande étroite et radar ULB [15] :

Les radars traditionnels à bande étroite ont de nombreux inconvénients : Avec un radar traditionnel, il est impossible d'émettre et de recevoir en même temps des informations, ce qui implique que l'on a très souvent des zones aveugles de plusieurs centaines de mètres. De plus, comme le radar traditionnel est un dispositif à bande étroite, sa résolution est faible.

Le radar ULB peut remplacer les radars à bande étroite et, du fait de sa très large bande passante, il a une meilleure résolution et il possède par ailleurs de nombreux avantages :

- Capacités de pénétration des matériaux, des sols, des murs, de la végétation, de la neige (utilisation possible des radars en basse fréquence pour améliorer la pénétration)
- Amélioration de l'identification des cibles (diminution forte des zones aveugles)
- Système robuste par rapport aux perturbations.

1.3.2.1.2 Réalisation d'un radar ULB

Le signal émis par un radar peut être réalisé soit dans le domaine temporel soit dans le domaine fréquentiel

- Dans le domaine fréquentiel, il existe deux approches, d'une part l'approche par pas de fréquences ("stepped frequency radar") où la fréquence saute d'une valeur à une autre et d'autre part l'approche par une onde continue à fréquence modulée (FMCW : "Frequency modulated continuous wave") où la fréquence varie lentement couvrant toute la bande de fréquence opérationnelle. Même si la technologie est connue en RF depuis longtemps, ces radars possèdent de nombreux inconvénients (sensibilité aux perturbations, temps de mesure important et équipement de mesure cher et volumineux)
- Une autre technique plus prometteuse a vu le jour ces dernières années : c'est la technique impulsionnelle. Le radar utilise des impulsions de courtes durées sans porteuse. Le temps de mesure est relativement court (quelques ns). Pour améliorer la précision des données de mesures qui en principe est relativement faible pour ces radars ULB impulsionnels, on peut utiliser une séquence pseudo aléatoire d'impulsion vidéo au lieu d'une seule impulsion : Une transmission continue d'impulsions de courtes durées avec une séquence pseudo aléatoire augmente considérablement la puissance moyenne du signal transmis. (Séquences de Golay, M séquences....)

1.3.2.2 Radars à pénétration au sol (Ground Penetrating radar GPR)

Cette catégorie d'applications existe déjà depuis de nombreuses années, avec l'apparition des radars GPR dans les domaines tels que la détection de mines anti-personnelles ou la caractérisation des propriétés électriques du sol. La possibilité d'émettre un signal de durée très brève est très intéressante car la résolution d'un radar (ΔR) est directement proportionnelle à la bande passante du signal (B). La bande d'un radar GPR ULB est déterminée par plusieurs paramètres: la taille de l'objet, ses propriétés électriques, la profondeur de l'objet et bien évidemment les propriétés du sol (permittivité, pertes diélectriques et résistivité). Classiquement, la bande de fréquence opérationnelle est <1 GHz.

1.3.2.2.1 Détections de mines anti-personnelles

Les radars ULB permettent d'éliminer les inconvénients des anciens radars utilisés pour détecter des mines anti-personnelles (AP) [16]. Avant l'arrivée de l'ULB, on détectait les mines AP à l'aide d'un radar à bande étroite opérant dans les fréquences basses du spectre. Le problème de ce type de radar est leur faible résolution ; l'utilisation de fréquences plus élevées permet d'augmenter cette résolution, mais la profondeur de pénétration devient très petite et les objets profonds ne sont plus détectés. On comprend bien l'avantage de l'ultra large bande qui permet d'avoir à la fois une très bonne résolution due à la très large bande utilisée et une profondeur de pénétration importante permettant de détecter des mines profondément enterrées (figure I.18).

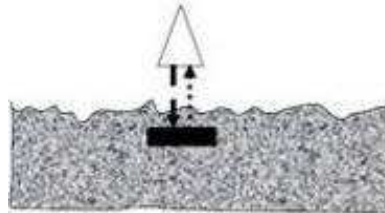


Figure I. 18: Principe de la détection de mines anti-personnelles grâce à un radar ULB.

1.3.2.2.2 Autres applications des radars à pénétration du sol :

Il existe bien d'autres applications des radars à pénétration du sol [17]: Ils sont utilisés pour

- ❖ le contrôle de la construction des bâtiments ou une détection des communications dans les anciens bâtiments.
- ❖ une inspection des routes et autoroutes, ou des fondations des ponts
- ❖ en archéologie pour la cartographie des sites enfouis, pour la surveillance et la détection de pollution
- ❖ la détection de matériaux non conducteurs tels que les céramiques, les composites, la brique, les plastiques ou encore les matériaux organiques comme le bois.

1.3.2.3 Applications d'aide à la conduite

Une autre application de l'utilisation de l'ULB en bande basse concerne la détection de véhicules à l'aide d'un radar ULB ; placé à une intersection ou à un carrefour [18], il permet de réguler le trafic. Les méthodes traditionnelles utilisées pour repérer une voiture sont soit trop chères (radar à bande étroite) soit très sensibles aux conditions météorologiques (vidéo numérique). Le radar ULB quant à lui, est insensible aux particules liées à la météorologie (poussières, pluie, neige).

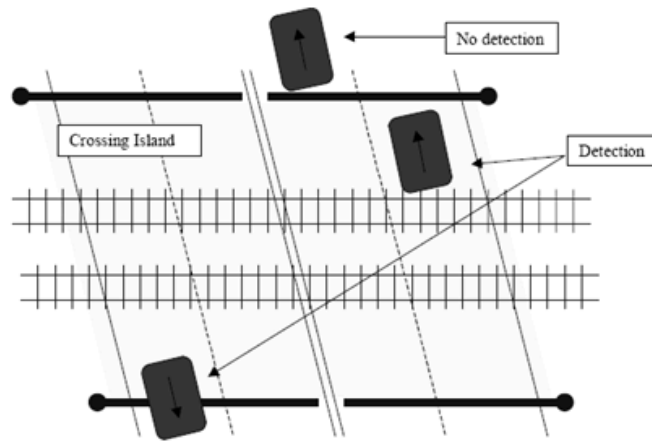


Figure I. 19: Détection de véhicules à une intersection.

Ce type de capteur est utilisé par les systèmes automatiques gérant la circulation dans les carrefours.

1.3.2.4 Applications de type "see through wall"

Deux applications sont particulièrement importantes: applications médicales (imagerie, cardiologie) et détection de personnes dans un environnement complexe.

1.3.2.4.1 Détection de personnes

Ces capteurs peuvent être utilisés dans les systèmes de sécurité soit pour détecter une présence dans un périmètre donné soit pour détecter des personnes ensevelies sous la neige ou dans les décombres d'un bâtiment [19].

Comme applications commerciales, on peut citer le système ALVA (Appareil de Localisation des Victimes d'Avalanche) qui permet de localiser assez précisément une victime ensevelie sous de la neige sans faire appel à un système GPS (cf figure I.20). L'appareil fonctionne en bande UHF et permet d'assurer la présence d'un seul trajet direct, car la neige ayant une résistivité élevée, est en principe facilement traversée par les ondes électromagnétiques. Les erreurs sur les distances dues au canal de propagation sont faibles et l'erreur finale sur la position de la victime à secourir est restreinte.



Figure I. 20: Détection de personnes ensevelie sous la neige par le système ALVA.

1.3.2.4.2 Applications médicales [20]:

- ❖ Les radars ULB sont utiles dans les hôpitaux et à domicile, où ils peuvent mesurer à distance les battements cardiaques et respiratoires et autres paramètres vitaux du patient.
- ❖ Une autre application importante du radar ULB dans le domaine médical concerne l'obstétrique : le radar ULB est utilisé par exemple pour contrôler l'évolution des grossesses.
- ❖ En imagerie médicale, le radar d'ULB permet de détecter, de façon non invasive, les mouvements, on peut ainsi voir des images du cœur, de la poitrine ou des poumons.
- ❖ Il existe bien d'autres applications en médecine où les radars ULB sont utilisés. On peut citer entre autres la prévention d'apparition de cancer (poumon, etc), la surveillance respiratoire ou encore la surveillance du syndrome de la mort subite du nourrisson.

1.3.2.5 Applications radars Véhicule: radar 24 GHz ou 76 GHz

Les radars destinés à faciliter la conduite automobile existent depuis quelques années [21] de façon non-commerciale. Mercedes-Benz a été le premier constructeur à concevoir un radar à 77 GHz. Depuis la réglementation de l'ULB par la FCC en 2002, l'intérêt pour les radars automobiles augmente régulièrement. La FCC a été amenée à définir une bande de fréquence autour de 24 GHz pour les radars automobiles.

Aujourd'hui il existe deux catégories de radars automobiles:

- ❖ Radars à 24 GHz: Radars à courtes portées
- ❖ Radars 77 GHz : Radars à longues portées (portées autour des 30m).

1.3.3 Localisations et suivi

Comme le GPS, l'Ultra large bande peut être utilisé pour localiser ou détecter un objet ou une personne

1.3.3.1 Localisation d'objet dans un entrepôt:

Traditionnellement, dans un entrepôt industriel, pour localiser un objet spécifique sur une palette spécifique dans un conteneur spécifique, on utilise la technologie d'identification par radiofréquences ou RFID. Mais cette technologie n'est pas robuste dans un environnement multi-trajet, ce qui peut causer des mauvaises lectures d'objets, des abandons d'objets et donc de nombreuses erreurs. Il faut ajouter aussi que cette technologie a une précision relativement faible (de moins de 30 cm). La technologie ULB est quant à elle beaucoup plus robuste dans un environnement complexe. Aujourd'hui il existe un système ULB de localisation commercial [22], fonctionnant dans la bande L, et qui est utilisé dans les hôpitaux (suivi de personnes) ou dans les industries (suivi d'un objet).



(a)



(b)

Figure I: 21 Système de localisation ULB, commercialisé (a) émetteur et b) récepteur.

1.3.3.2 Localisation de personnes

L'ultra Large Bande, grâce à sa robustesse vis-à-vis d'un environnement complexe et grâce à sa très large bande passante (résolution spatio-temporelle très fine), peut être utilisée pour localiser et suivre des personnes à l'intérieur d'un bâtiment avec une précision sur la trajectoire de la personne de l'ordre du mètre (dimension du bâtiment). Ce type de précision est inaccessible aux systèmes à base de GPS à l'intérieur d'un bâtiment.

2 Caractérisation des antennes Ultra Large Bande

L'antenne est une partie indispensable de n'importe quel dispositif sans fil. Selon le Standard IEEE (Définitions des termes pour les antennes), une antenne est définie comme "un système permettant de rayonner ou de recevoir des ondes radio ". En d'autres termes, à l'émission, une antenne est un dispositif qui prend les signaux électromagnétiques d'une ligne de transmission, les diffuse dans l'espace libre, comme le montre la Figure I.22 et en mode de réception, l'antenne recueille l'onde électromagnétique incidente et la convertit en une tension.

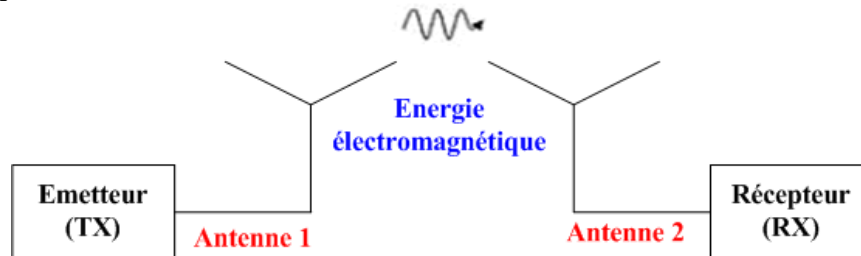


Figure I. 22: Système global comportant une antenne émettrice et une antenne réceptrice.

2.1 Caractéristiques "classiques" des antennes

Pour décrire les performances d'une antenne, plusieurs paramètres essentiels que l'on va définir dans ce chapitre sont utilisés: son impédance d'entrée, sa polarisation, son diagramme de rayonnement, son gain et son efficacité [23].

2.1.1 Caractéristiques d'adaptation

2.1.1.1 Impédance d'entrée d'une antenne

On note Z_c l'impédance caractéristique de la ligne (50 Ω , en règle générale),

Par rapport au générateur, l'antenne se comporte comme un dipôle électrique. L'impédance d'une antenne est l'impédance vue par les extrémités de l'antenne seule (non reliée à une charge). Cette impédance est définie comme le rapport entre la tension et le courant aux bornes de l'antenne ou comme le rapport entre les composantes appropriées des champs électriques et magnétiques. On note Z_{ant} cette impédance dépendant de la fréquence.

$$Z_{ant} = R_{ant}(f) + jX_{ant}(f) \quad (5)$$

La partie réelle comporte une partie due au rayonnement (R_{rad}) et une partie due aux pertes ohmiques et diélectriques des matériaux.

2.1.1.2 Coefficient de réflexion et ROS

On considère un système comportant l'antenne, un générateur, une ligne de transmission d'impédance caractéristique Z_c .

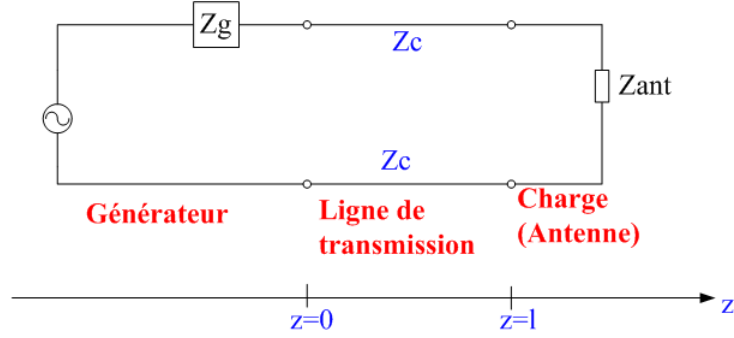


Figure I. 23: Schéma d'une antenne connectée à une ligne de transmission et un générateur.

On peut écrire les équations traditionnelles reliant tensions et courants, en z :

$$\begin{aligned} I(z) &= I_0^+ \cdot e^{-jkz} + I_0^- \cdot e^{+jkz} \\ V(z) &= V_0^+ \cdot e^{-jkz} + V_0^- \cdot e^{+jkz} \end{aligned} \quad (6)$$

avec k , le nombre d'onde $k = \omega/c$

On définit l'impédance caractéristique Z_c par

$$Z_c = \frac{V_0^+}{I_0^+} = -\frac{V_0^-}{I_0^-} \quad (7)$$

Les équations tensions-courants se réécrivent alors en fonction de l'impédance caractéristique:

$$\begin{aligned} I(z) &= I_0^+ \cdot e^{-jkz} + I_0^- \cdot e^{+jkz} \\ V(z) &= Z_c \left(I_0^+ \cdot e^{-jkz} - I_0^- \cdot e^{+jkz} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

A partir de ces deux équations, on peut définir le coefficient de réflexion Γ par

$$\Gamma(z) = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{j2kz} = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} e^{j2k(z-l)} \quad (9)$$

L'équation précédente permet de déterminer le paramètre de réflexion S_{11} ou Γ en $z=l$

$$S_{11} = \Gamma = \frac{Z_{ant} - Z_c}{Z_{ant} + Z_c} \quad (10)$$

De la même façon, on peut aussi déterminer le Rapport d'Onde Stationnaire (ROS) par le rapport entre la tension maximale à la tension minimale:

$$ROS = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|} \quad (11)$$

$$\text{et inversement } |S_{11}| = |\Gamma| = \frac{ROS - 1}{ROS + 1}$$

.....
Le ROS est une mesure de la désadaptation entre la ligne de transmission et la charge (l'antenne, ici), Plus le ROS est élevé, moins bonne est l'adaptation. Le minimum du ROS correspond à une adaptation parfaite, il est alors égal à 1. Le transfert de puissance maximale ne peut être atteint que si l'impédance de l'antenne est adaptée à celle du générateur.

2.1.2 Caractéristiques de rayonnement

2.1.2.1 Diagramme de rayonnement

Le diagramme de rayonnement est la représentation des propriétés de rayonnement de l'antenne en fonction de coordonnées spatiales. Dans la plupart des cas, ces diagrammes sont déterminés en champ lointain où la distribution spatiale de la puissance rayonnée ne dépend pas de la distance. Habituellement, le diagramme représente le champ normalisé (la puissance) par rapport à son maximum.

Il est d'usage de limiter la représentation des diagrammes de rayonnement aux deux plans perpendiculaires: x-z ($\theta : 0-2\pi - \varphi=0^\circ$) ou plan d'élévation et x-y ($\varphi : 0-2\pi \theta=90^\circ$) ou plan azimutal. De façon plus précise, le plan élévation contient le vecteur du champ magnétique et la direction de rayonnement maximum, et le plan azimutal contient la direction du champ électrique et la direction de rayonnement maximum.

La figure I.24 représente un dipôle élémentaire avec son diagramme de rayonnement à 3 dimensions. Le gain est exprimé en dBi, ce qui signifie que le gain est rapporté à celui d'une antenne isotrope.

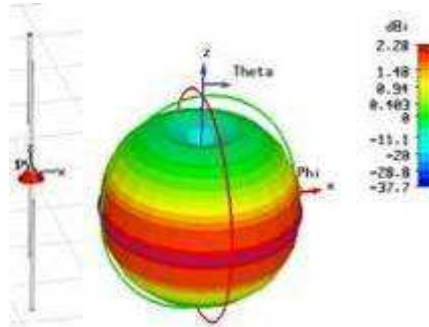


Figure I. 24: Géométrie d'un dipôle et diagramme de rayonnement en 3 dimensions.

La figure I.25 illustre les diagrammes de rayonnement dans le plan H et dans le plan E.

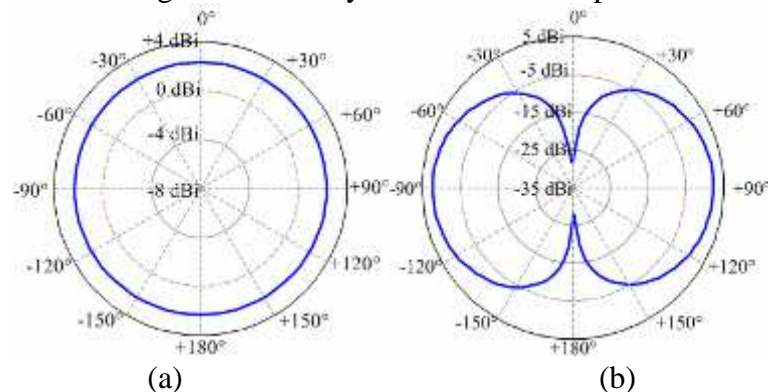


Figure I. 25: (a) Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan H ($\theta=\pi/2$) (b) Diagramme de rayonnement d'un dipôle dans le plan E ($\varphi=0$).

2.1.2.2 Directivité

La directivité d'une antenne est définie comme " le rapport entre l'intensité de rayonnement dans une direction donnée et l'intensité de rayonnement obtenue en faisant une moyenne sur toutes les directions".

Chapitre I: Contexte général sur l'Ultra Large Bande

La puissance totale rayonnée est égale au flux du vecteur de Poynting à travers une surface fermée entourant l'antenne.

$$P_{rad} = \iint_{sphère} \vec{P} \cdot d\vec{S} = \frac{1}{2} \iint_{sphère} \text{Re} \left(\vec{E} \times \vec{H}^* \right) \cdot d\vec{S} \quad (12)$$

L'intensité de rayonnement est définie par les Standard IEEE de Termes pour les Antennes comme "la puissance d'une antenne rayonnée par unité angle solide $d\zeta$ ". L'intensité de rayonnement est simplement la densité moyenne de rayonnement, S_{rad} , multipliée par le carré de la distance, r . Ceci est aussi une approximation valable en champ lointain.

L'intensité de rayonnement U est donnée par $U = r^2 S_{rad}$ où U représente l'intensité de rayonnement (W/unité d'angle solide) et S_{rad} est la densité de rayonnement (W/m²).

La puissance totale rayonnée, P_{rad} , peut être alors trouvée en intégrant l'intensité de rayonnement sur l'angle solide de 4π stéradians et est donnée par :

$$P_{rad} = \iiint_{\Omega} U d\Omega = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} U \sin \theta d\theta d\varphi \quad (13)$$

$$P_{rad}^{isotrope} = \iiint_{\Omega} U_0 d\Omega = 4\pi U_0$$

On peut en déduire l'expression de la directivité d'une antenne :

$$D = \frac{P_{rad}}{P_{rad}^{isotrope} / 4\pi} = \frac{U}{U_0} = \frac{4\pi U}{P_{rad}} \quad (14)$$

Plus simplement, la directivité d'antenne est une mesure du rapport de l'intensité du rayonnement dans une direction donnée à l'intensité du rayonnement que produirait une source isotrope.

2.1.2.3 Efficacité

L'efficacité d'une antenne prend en compte les pertes ohmiques et diélectriques de l'antenne dues aux matériaux utilisés et les pertes liées à la désadaptation. L'efficacité de désadaptation et l'efficacité de rayonnement sont les deux termes qui permettent de définir l'efficacité totale de l'antenne.

L'efficacité e_r de désadaptation est directement reliée au paramètre S_{11} et est définie par :

$$e_r = \left(1 - |S_{11}|^2 \right) \quad (15)$$

L'efficacité de rayonnement tient compte des pertes par conduction et des pertes diélectriques des matériaux et est déterminée expérimentalement par des mesures effectuées en chambre anéchoïde.

L'efficacité de rayonnement est déterminée par le rapport de la puissance rayonnée, P_{rad} sur la puissance d'entrée aux terminaux de l'antenne P_{in} :

L'efficacité de rayonnement est alors déterminée par l'expression suivante :

$$e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} \quad (16)$$

L'efficacité totale η de l'antenne est simplement le produit des deux précédents termes (efficacité de rayonnement et efficacité de désadaptation :

$$\eta = e_r \cdot e_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} (1 - |S_{11}|^2) \quad (17)$$

2.1.2.4 Gain

Le concept de gain d'antenne est relié à la directivité et à l'efficacité de rayonnement de l'antenne. Le gain absolu d'une antenne est défini comme " le rapport de l'intensité, dans une direction donnée, à l'intensité de rayonnement qui serait obtenue si la puissance acceptée par l'antenne était rayonnée de façon isotrope ".

Le gain d'antenne est défini par :

$$G = e_{rad} \cdot D = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{P_{in}} = G_{réalisé} \quad (18)$$

Ce gain est parfois dénommé gain réalisé par opposition au gain intrinsèque ne prenant en compte que les pertes de l'antenne (sans les pertes d'adaptation).

$$G_{réalisé} = G_{intrinsèque} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \quad (19)$$

2.1.3 Polarisation

La polarisation d'une antenne caractérise la polarisation de l'onde électromagnétique rayonnée par l'antenne en champ lointain. L'onde en champ lointain a localement les caractéristiques d'une onde plane. Les vecteurs \vec{E} et \vec{H} sont perpendiculaires et appartiennent à un plan perpendiculaire à la direction de propagation ($\vec{u}_\theta, \vec{u}_\varphi$).

On a

$$\vec{E} = E_\theta \vec{u}_\theta + E_\varphi \vec{u}_\varphi \quad (20)$$

Il existe trois types de polarisation d'antenne : linéaire, circulaire et elliptique, la polarisation linéaire et la polarisation circulaire étant des cas spéciaux de polarisation elliptique.

- Polarisation linéaire : E_θ et E_φ sont en phase
- Polarisation circulaire : E_θ et E_φ sont égaux en module et vibrent en quadrature
- Polarisation elliptique : Les composantes E_θ et E_φ vibrent en quadrature mais leurs modules sont quelconques.

Les caractéristiques classiques d'une antenne sont définies à une fréquence particulière. Pour les systèmes Ultra Large Bandes impulsionsnels, ces paramètres vont dépendre fortement de la fréquence.

Il est alors nécessaire d'étudier les antennes ULB d'une autre façon, c'est ce que l'on va voir dans la suite.

2.2 Etude spécifique pour les antennes Ultra Large Bande

2.2.1 Problématique

Le diagramme de rayonnement des antennes ULB, ainsi que les autres paramètres dépendent fortement de la fréquence. Afin de pouvoir les caractériser, il est donc important de définir d'autres critères qui prennent en compte cette dépendance. On va considérer, dans le travail qui suit, uniquement le cas d'un système ULB en régime impulsionnel. Nous allons nous attacher à définir les paramètres qui gouvernent la distorsion de l'impulsion lors de son passage à travers l'antenne d'émission, le canal, puis l'antenne de réception.

Quand on travaille dans le domaine temporel, l'antenne est vue comme une boîte noire. A l'émission, l'antenne doit être considérée comme un système effectuant la transformation du signal électrique guidé dans une ligne de transmission en un champ électromagnétique lointain rayonné dans une direction de l'espace définie par les angles θ et ϕ . On peut donc considérer que l'on est en présence d'un filtre linéaire décrit par sa fonction de transfert H . D'un point de vue temporel, l'antenne peut être caractérisée par sa réponse impulsionnelle.

2.2.2 Antennes ULB idéales

Dans ce chapitre, nous allons étudier les antennes ULB idéales du point de vue de l'émission puis de la réception [24].

A l'émission, si on suppose que l'antenne est idéale, elle a les propriétés suivantes : l'antenne est de petite taille électrique, parfaitement adaptée avec un gain réalisé constant en fréquence et, pour toutes les directions de l'espace une adaptation parfaite sur une bande de fréquence infinie. Sa fonction de transfert est constante quelque soit la fréquence et par conséquent sa réponse impulsionnelle est alors un Dirac retardé dans toutes les directions. Cette antenne idéale rayonne exactement de la même façon que le signal d'excitation dans n'importe quelle direction de l'espace. Cette antenne ne distord pas l'impulsion émise.

La formule de Friis permet d'exprimer la puissance reçue sous la forme :

$$P_{Rx} = P_{Tx} \cdot G_{Tx} \frac{c^2 \cdot G_{Rx}}{(4\pi f)^2 d^2} = P_{Tx} G_{Tx} A_{Tx} \quad (21)$$

$$\text{avec } A_{RX} = \frac{c^2 G_{RX}}{(4\pi f)^2 d^2}$$

où c est la célérité de la lumière dans le vide, G_{Tx} (respectivement G_{Rx}) le gain d'antenne à l'émission (à la réception) et P_{Tx} (respectivement P_{Rx}) la puissance à l'émission (à la réception).

Dans le cas de la réception, l'ouverture pour l'antenne réceptrice notée A_{Rx} varie en $1/f^2$; sa réponse impulsionnelle est assimilable à un intégrateur idéal. On en déduit qu'une antenne qui ne distord pas à l'émission, distord forcément à la réception. Inversement, si l'antenne ne distord pas à la réception, alors elle distord à l'émission. Le comportement de cette antenne correspond au cas d'une antenne à ouverture constante sur toute la bande de fréquence et parfaitement adaptée sur une bande infinie. C'est le cas des cornets TEM qui ont théoriquement une bande passante infinie et ont un gain qui varie en f^2 .

En pratique, pour qu'une impulsion soit transmise avec un minimum de distorsion, on est amené à utiliser des antennes d'émission et de réception de natures différentes.

2.2.3 Généralités sur le problème de la distorsion pour les antennes ULB

On a vu précédemment qu'il était préférable d'étudier les antennes ULB à l'aide de leur réponse impulsionnelle dans le domaine temporel ou de leur fonction de transfert dans le domaine fréquentiel

Dans le cas d'une modulation impulsionnelle, la distorsion introduite par l'antenne doit être quantifiée. L'idée est de quantifier l'effet de cette distorsion à l'aide d'un corrélateur afin de "mesurer" la ressemblance entre le signal reçu et le signal de référence. Il existe quatre facteurs qui influent sur la distorsion de l'impulsion.

- ❖ un niveau d'adaptation variant avec la fréquence
- ❖ une variation du gain de l'antenne avec la fréquence due à la fluctuation des longueurs électriques de l'antenne
- ❖ une variation (dépointage) du diagramme de directivité suivant la fréquence
- ❖ une non-linéarité de la phase qui introduit de la dispersion.

La phase de la fonction de transfert est un paramètre très important pour les antennes ULB en régime impulsionnel par rapport aux antennes à bande étroite : en effet, on doit étudier la phase du champ rayonné en fonction de la fréquence. Les antennes doivent être non dispersives (centre de phase fixe) ce qui revient à dire que chaque composante fréquentielle du champ doit pouvoir rayonner en même temps. Le fait qu'une antenne soit non dispersive revient à dire que le temps de groupe est constant ou encore que la phase doit varier linéairement avec la fréquence. Un exemple de cas d'antennes dispersives, comme on le verra un peu plus loin au cours du chapitre est l'antenne LPDA (log periodic dipole array).

La figure I.26 montre la différence entre une antenne qui est dispersive (LPDA) et une antenne peu dispersive (dipôle elliptique):

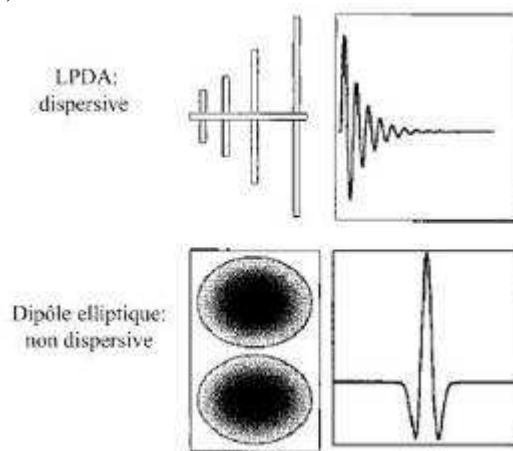


Figure I. 26: Comparaison d'une impulsion rayonnée entre antenne dispersive et non dispersive.

On verra au dernier chapitre, comment on est amené à lier la fonction de transfert d'une antenne au champ rayonné et comment on peut définir des descripteurs compacts permettant de quantifier la distorsion des antennes ULB.

3 Antennes Ultra Large Bande: Etat de l'art

Nous allons, dans ce chapitre, présenter les différents types d'antennes ULB qui sont communément utilisées. Ces antennes ont été classées selon certaines propriétés: particularités géométriques ou spécificité du diagramme de rayonnement (antenne omnidirectionnel ou directive). Toutes ces antennes possèdent naturellement une bande passante assez élevée. Il existe plusieurs façons

de réaliser une antenne ayant une bande passante très large. La première d'entre elles consiste à utiliser des géométries particulières. Ces antennes sont appelées antennes indépendantes de la fréquence : leur géométrie permet d'avoir une bande passante d'une décade.

Concernant les antennes omnidirectionnelles, il existe deux grandes catégories d'antennes présentant naturellement une bande passante élevée: les antennes biconiques et leurs dérivées et les antennes monopoles large bande. On étudiera les antennes directives (antennes à transition progressive et les cornets) Ces antennes se caractérisent par un passage progressif de l'impédance caractéristique de la ligne (ou du guide) à l'impédance d'onde de l'espace libre. On étudiera ces différents types d'antennes ULB du point de vue classique (adaptation et diagramme de rayonnement) mais surtout d'un point de vue impulsionnel. Seules les antennes à caractère peu dispersif seront choisies pour le travail de thèse.

3.1 Antennes indépendantes de la fréquence

Les antennes indépendantes de la fréquence sont connues depuis longtemps et ont été définies par Rumsey en 1957 [25]. Ce sont des antennes qui sont entièrement définies par leurs dimensions angulaires. Les performances de l'antenne (diagramme de rayonnement, impédance d'entrée) sont indépendantes de la fréquence. Pour ce type d'antenne, si l'on multiplie toutes les dimensions de l'antenne par un facteur X, les performances de l'antenne restent inchangées, seule la fréquence de travail augmente du même facteur X.

L'expression de générale de leur forme géométrique peut se mettre sous la forme suivante:

$$r = e^{a(\varphi+\varphi_0)} F(\theta) \quad (22)$$

où r , θ , φ sont les coordonnées sphériques, a et φ_0 deux constantes et F une fonction ne dépendant que de θ .

Théoriquement, ces antennes présentent une bande passante infinie, cependant, en pratique leur bande passante est finie à cause des dimensions finies de l'antenne.

On étudiera dans ce paragraphe plusieurs antennes indépendantes de la fréquence couramment utilisées en étudiant leur comportement fréquentiel (diagramme de rayonnement et adaptation) et leur comportement en régime impulsionnel: les antennes spirales et les antennes log-périodiques font partie de ce groupe d'antennes.

3.1.1 Les antennes spirales

Ces antennes ont été décrites par Dyson en 1959 [26]. Il existe trois types de spirales: spirale équiangulaire (spirale logarithmique), spirale conique et la spirale de type Archimède.

3.1.1.1 Antenne à spirale logarithmique

L'antenne spirale équiangulaire ou logarithmique fait partie des antennes indépendantes de la fréquence, puisqu'elle peut être définie uniquement par ses angles. Son équation en coordonnées polaires (ρ, θ) peut s'écrire sous la forme:

$$\rho = ke^{a\theta} \quad (23)$$

où k et a sont deux constantes

Pour que l'antenne ait une impédance constante, sur toute la gamme de fréquences, il faut que la largeur de la partie rayonnante de l'antenne demeure proportionnelle à la longueur des brins. De plus, si

on souhaite que l'antenne garde une structure symétrique, l'antenne doit être constituée de deux brins identiques, chacun de ces brins formant deux spirales de même centre.

L'antenne spirale logarithmique est donc régie par 4 équations, deux pour chaque conducteur:

Le premier conducteur a pour équation:

$$\rho_1 = ke^{a\theta}, \rho_2 = ke^{a(\theta-\delta)} = K\rho_1 \quad (24)$$

$$\text{où } K = e^{-a\delta} = \frac{\rho_1}{\rho_2} < 1$$

Le second conducteur a pour équation

$$\rho_3 = ke^{a(\theta-\pi)}, \rho_4 = ke^{a(\theta-\pi-\delta)} = K\rho_3 \quad (25)$$

Du fait de la géométrie de la structure, la polarisation du signal rayonné est circulaire. Aux fréquences où la longueur des conducteurs est très petite par rapport à la longueur d'onde, la polarisation est linéaire. Si la fréquence augmente (longueur des brins augmente), la polarisation du champ devient elliptique puis circulaire.

La figure I.27 a) a montre une représentation pratique de l'antenne logarithmique.

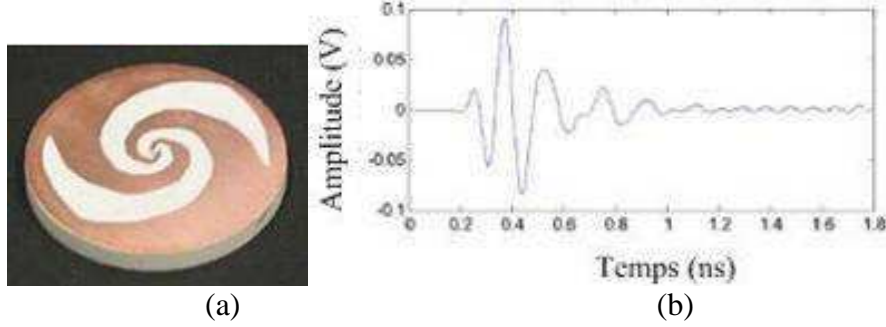


Figure I. 27: (a) Antenne spirale logarithmique (b) Impulsion rayonnée par l'antenne spirale logarithmique dans le plan E [27].

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie. Mais l'antenne spirale logarithmique couvre une bande passante de quelques octaves car ses dimensions géométriques sont finies. La fréquence haute d'adaptation est limitée par l'espace entre les deux conducteurs (espaces relativement faibles par rapport à la longueur d'onde. A titre d'exemple, pour un $ROS < 2$, une bande passante de 0.4-3.8 GHz peut être atteinte [27].

On alimente cette antenne au milieu de la structure de telle sorte que les deux conducteurs soient en opposition de phase. Les doublets ainsi produits tout au long de la structure créent des champs maximaux dans les directions normales au plan de l'antenne, ce qui implique que la spirale logarithmique possède un rayonnement bidirectionnel avec un gain de 4 dBi.

Par ailleurs, plus la fréquence est basse, plus les parties de la spirale qui vont participer au rayonnement sont éloignées de l'alimentation et donc du centre de l'antenne, et inversement, plus la fréquence est élevée, plus les parties participant au rayonnement se trouvent rapprochées du centre de l'antenne. Ce comportement, caractéristique des antennes indépendantes de la fréquence montre que le centre de phase varie en fonction de la fréquence et que par conséquent cette antenne est dispersive. Pour le montrer, il suffit d'exciter cette antenne avec une impulsion (première dérivée d'une gaussienne) et de voir sa réponse à cette impulsion.

3.1.1.2 Antenne spirale conique

Cette antenne est une forme dérivée de la précédente [28]: En effet, il suffit, pour la réaliser, d'imprimer les spirales sur un cône en matériau diélectrique servant de support pour le dessin.

L'antenne spirale conique est régie par un ensemble d'équations:

$$\rho = \rho_1 e^{\phi b}, \text{ avec } b = \frac{\sin \theta_0}{\tan \alpha} \quad (26)$$

$$h = \frac{\rho_2}{\tan \alpha}, t = \frac{\ln\left(\frac{\rho_2}{\rho_1}\right) \tan \alpha}{2\pi \sin \theta_0}$$

Où α est l'angle d'enroulement, t le nombre de tours, h la hauteur du cône et θ_0 l'angle du demi-cône. ρ_1 et ρ_2 constituent respectivement le rayon du sommet et de la base.

La polarisation du champ est circulaire pour un demi angle du cône inférieur à 60° . Si l'angle dépasse 60° , la polarisation devient elliptique.

Une représentation pratique de l'antenne spirale conique est présentée sur la figure I.28



Figure I. 28: Antenne spirale conique.

Théoriquement, elle possède une bande passante infinie, mais en pratique, du fait de ses dimensions finies, elle couvre une bande passante de quelques octaves. La bande passante est uniquement limitée par les dimensions des rayons externes de la spirale. Contrairement à l'antenne précédente qui avait un rayonnement bidirectionnel, cette antenne a un rayonnement unidirectionnel, le maximum du champ étant orienté selon l'axe du cône.

A chaque fréquence, seule une partie des brins de l'antenne rayonne. La distance à l'alimentation de ces brins correspond à une longueur d'onde, ce qui signifie que le centre de phase de cette antenne n'est pas constant en fonction de la fréquence, et par conséquent, cette antenne, comme la précédente est dispersive. Mais comme l'antenne est à trois dimensions, le centre de phase va varier très fortement le long de l'axe du cône; par voie de conséquence, cette antenne sera plus dispersive que l'antenne logarithmique, comme on peut le voir sur la figure I.29 où l'on a excité l'antenne avec la première dérivée de la gaussienne.

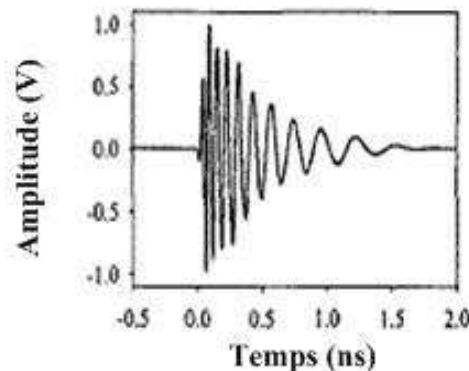


Figure I. 29: Impulsion rayonnée par la spirale conique dans le plan E [29].

3.1.1.3 Antenne à spirale d'Archimède

L'antenne spirale d'Archimède est formée de deux spirales emboîtées et est régie par les expressions suivantes [30] :

$$r = r_0 + ct \quad (27)$$

$$\varphi = t + k\pi$$

où c est une constante et k , r deux réels, t est l'angle

Elle fait aussi partie des antennes indépendantes de la fréquence, même si elle n'est pas totalement définie par ses angles.

Une représentation pratique de l'antenne logarithmique est montrée sur la figure I.30 a).

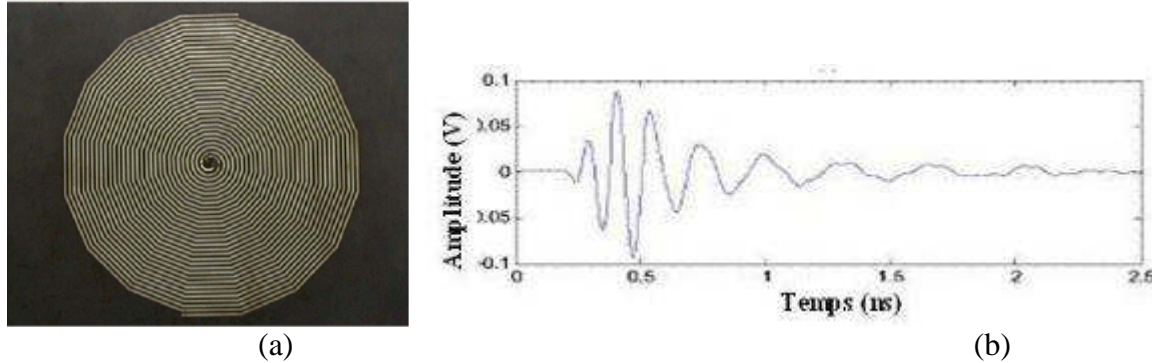


Figure I. 30: (a) Antenne spirale d'Archimède (b) Impulsion rayonnée de l'antenne spirale Archimède dans le plan E [27].

Ce type d'antenne est plus utilisé que les antennes à spirale logarithmique car, à performance égale (même bande passante), cette structure est plus compacte que la spirale logarithmique: L'étalement linéaire des brins de la spirale permet de faire plus de tours par unité de surface que l'antenne équiangulaire. Ses spécificités ressemblent beaucoup à celles des types d'antennes à spirales que l'on a vues précédemment. Sa bande passante est de plusieurs octaves et est limitée par les rayons externes de la spirale, sa polarisation est circulaire et son diagramme de rayonnement bidirectionnel.

Comme toutes les antennes spirales, cette antenne est dispersive: son centre de phase varie en fonction de la fréquence, comme on peut le voir sur la figure I.30 b) qui représente l'impulsion rayonnée, si on excite l'antenne avec une impulsion du type première dérivée de la gaussienne.

3.1.2 Antenne log-périodique

Les antennes log périodique ont été conçues pour la première fois par Duhamel et Isabell en 1959 [31]. Elles s'appuient sur le principe d'une antenne dimensionnée pour toutes les fréquences mais de façon périodique et non répétitive comme c'est le cas des antennes que l'on a vues précédemment. Ainsi, si une structure rayonnante est transformée en une autre structure identique par la multiplication de ses dimensions par τ , toutes les deux présentent les mêmes performances (adaptation et diagramme de rayonnement) l'une à la fréquence f et l'autre à la fréquence f/τ . En répétant cette transformation N fois les performances sont les mêmes aux fréquences $f_0 \cdot \tau^N$ où f_0 est la fréquence de référence et ont une période de répétition de $\log(\tau)$ en fonction de $\log f$. d'où leur appellation. Leur principe est donc bien analogue aux antennes dites indépendantes de la fréquence.

Dans la suite de ce paragraphe, on va examiner plusieurs antennes de ce type couramment utilisées, la plus connue étant l'antenne log periodic dipole array (LPDA).

3.1.2.1 Antenne log périodique de forme quelconque

3.1.2.1.1 Antenne log périodique de forme circulaire

Une représentation de l'antenne log périodique circulaire est présentée sur la figure I.31

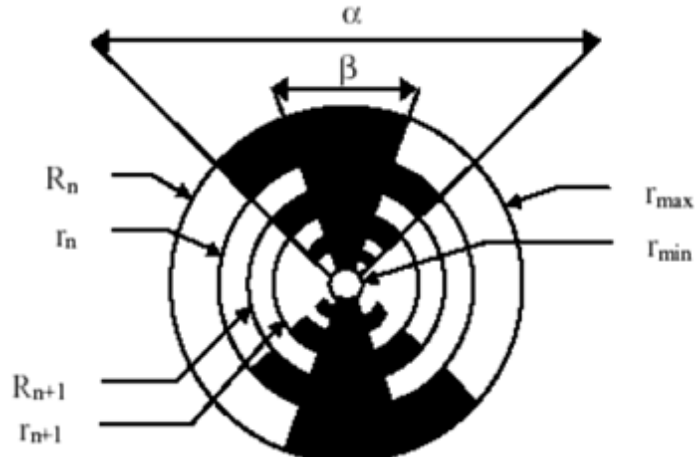


Figure I. 31: Antenne log-périodique circulaire.

Cette antenne de forme circulaire est déterminée par les relations suivantes : (cf figure I.31)

- ❖ $\tau = \frac{R_{n+1}}{R_n} = \frac{r_{n+1}}{r_n}$ qui définit la périodicité des caractéristiques de l'antenne
- ❖ $\chi = \frac{r_n}{R_n}$ qui définit la largeur des dents
- ❖ α et β définissent la longueur des dents
- ❖ r_{\min} et r_{\max} limitent les extrémités de la structure

Cette antenne peut avoir une bande passante de plusieurs octaves. La fréquence basse d'adaptation est fixée par la dimension de la plus longue des dents ($\lambda/4$ à cette fréquence) et la fréquence haute d'adaptation est reliée à la dent de plus petite dimension. La conséquence immédiate de ceci est que l'antenne est dispersive, comme pour les autres antennes indépendantes de la fréquence.

Le diagramme de rayonnement est bidirectionnel. Il est symétrique par rapport au plan de l'antenne avec des maxima suivant la normale à ce plan et des minima dans ce plan. L'ouverture dépend fortement du rapport de périodicité. Le gain vaut typiquement 4 dBi. La polarisation est linéaire avec des ouvertures identiques dans les plans E et H.

3.1.2.1.2 Antenne log périodique de forme trapézoïdale

L'antenne log périodique de forme trapézoïdale est un autre exemple d'antenne log périodique. Cette antenne se déduit aisément de la précédente.

Une représentation de l'antenne trapézoïdale est présentée sur la figure I.32:

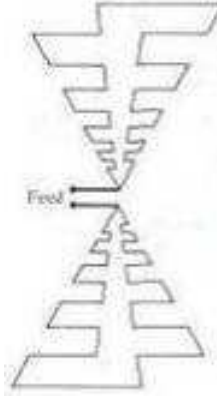


Figure I. 32: Antenne log-périodique de forme trapézoïdale.

Cette antenne étant plus facile à construire que la précédente, est plus couramment utilisée que l'antenne de forme circulaire. Elle possède exactement les mêmes caractéristiques: diagramme de rayonnement bidirectionnel, bande passante de plusieurs octave, antenne dispersive.

3.1.2.2 Antenne LPDA (log periodic dipole array)

Une autre antenne de type log périodique est l'antenne dipôle log périodique [32]. Cette antenne se déduit aisément de la précédente (l'angle β vaut 0).

Une représentation pratique de l'antenne logarithmique est montrée sur la figure I.33.

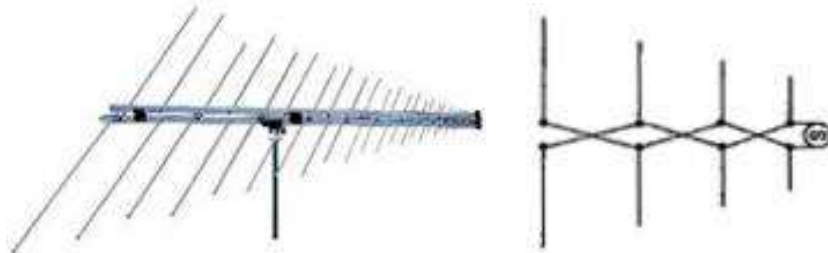


Figure I. 33: Réalisation pratique de l'antenne LPDA et de son alimentation.

De la même façon que pour les autres antennes log périodique, le rapport de périodicité τ est le rapport entre deux longueurs de dipôles consécutifs. Les dipôles sont connectés alternativement par une ligne de transmission centrale symétrique qui peut être croisée pour éviter le rayonnement arrière, comme le montre la figure I.33.

Les fréquences haute et basse d'adaptation sont déterminées par les longueurs des éléments du réseau les plus basses et les plus hautes respectivement. L'antenne est alimentée au sommet et l'on peut définir deux types de zone: la zone de transition et la zone active. La zone de transition est la zone où les champs se propagent le long de la ligne de transmission centrale depuis le sommet jusqu'aux dipôles de longueur $\lambda/4$. La zone active est la zone où l'on a des forts courants : ce sont eux qui participent au rayonnement de l'antenne. La zone active ou encore le centre de phase s'éloigne du point d'alimentation de l'antenne à mesure que la fréquence diminue: le centre de phase varie fortement avec la fréquence.

L'antenne est donc dispersive: Une impulsion typique, rayonnée par ce type d'antenne est présentée sur la figure I.34 (excitation par une impulsion de type première dérivée de la gaussienne).

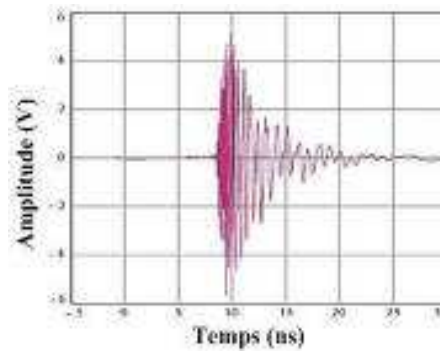


Figure I. 34: Impulsion rayonnée par la LPDA dans la direction du lobe [33].

Le rayonnement de l'antenne est unidirectionnel avec des maxima dans la direction suivant son sommet, la polarisation est linéaire et le gain maximal typique d'une antenne LPDA est de 5-10 dBi.

Dans les prochains paragraphes, on étudiera les comportements d'antennes qui ont naturellement une très large bande passante, par exemple les antennes biconiques ou les cornets qui possèdent une bande passante d'une décade au minimum. On décrira deux grandes familles d'antennes ULB : les antennes omnidirectionnelles et les antennes directives.

3.2 Antennes omnidirectionnelles

On peut obtenir des antennes ayant naturellement à la fois une très large bande passante et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel. Ces antennes sont une évolution directe des monopoles et des dipôles de base (doublet de Hertz). On sait que plus un dipôle est épais, plus grande est sa bande passante. A partir de cette simple constatation, de nombreuses antennes large bande ont été conçues. On peut distinguer deux catégories d'antennes large bandes omnidirectionnelles: les antennes biconiques et les antennes monopoles/ dipôles large bandes.

3.2.1 Antennes biconiques et ses dérivées

3.2.1.1 Antenne biconique

Les antennes biconiques ont été imaginées en 1943 par Schelkunoff [23]. Le concept de l'antenne biconique est basé sur le fait qu'un dipôle construit à l'aide d'un fil épais offre une bande passante plus grande que si il est construit avec un fil fin. Ce concept peut être étendu pour obtenir une bande passante encore plus importante en utilisant des conducteurs évasés. On forme ainsi la structure biconique montrée sur la Figure I.35. L'antenne biconique peut être analysée comme si la ligne de transmission biconique de l'antenne était évasée jusqu'à l'infini. L'antenne biconique infinie agit comme un guide pour une onde sphérique. On peut montrer qu'il n'existe qu'un seul mode TEM pour une antenne biconique infinie.

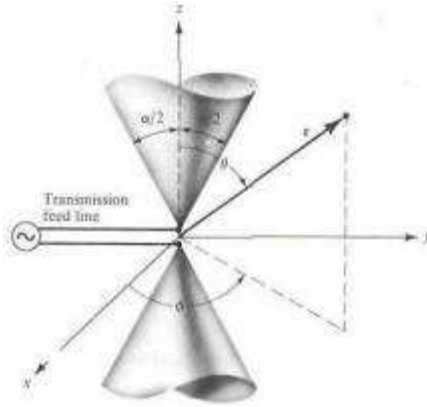


Figure I. 35: Antenne biconique infinie.

On peut montrer [23] que la tension entre deux points symétriques de chaque cône à une distance r de l'origine s'écrit

$$V(r) = \int_{-\pi/2}^{\pi-\alpha/2} E_{\theta} r d\theta = \eta H_0 r e^{-jkr} \int_{-\pi/2}^{\pi-\alpha/2} \frac{d\theta}{\sin \theta} = 2\eta H_0 e^{-jkr} \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (28)$$

Avec η l'impédance d'onde du vide.

De la même façon, on peut montrer que le courant à la surface des cônes peut s'écrire à une distance r de l'origine

$$I(r) = \int_0^{2\pi} H_{\varphi} r d\varphi = 2\pi H_0 e^{-jkr} \quad (29)$$

D'où l'on déduit aisément l'impédance caractéristique de la ligne de transmission et donc de l'impédance d'entrée d'une antenne biconique.

$$Z_c(r) = \frac{V(r)}{I(r)} = Z_{in} = \frac{\eta}{\pi} \ln \left[\cot \left(\frac{\alpha}{4} \right) \right] \quad (30)$$

On remarque que dans le cas d'une antenne biconique infinie, l'impédance d'entrée est purement réelle. En pratique, l'antenne biconique est tronquée, ce qui entraîne que l'impédance d'entrée n'est plus purement réelle. En effet, lorsque les cônes sont tronqués, une partie de l'énergie est réfléchi en bout d'antenne. L'antenne biconique finie peut-être considérée comme un guide d'onde se terminant par une charge. Cette discontinuité implique que l'on n'a plus affaire à un mode TEM pur : d'autres modes supérieurs existent. Par ailleurs, ce troncage des cônes permet une augmentation du rapport d'ondes stationnaires et donc une diminution de la bande passante par rapport au cas infini. Ce type d'antenne, dont une réalisation pratique est montrée sur la figure I.36, peut être utilisé en compatibilité électromagnétique (CEM) ou pour mesurer un diagramme de rayonnement.



Figure I. 36: Réalisation pratique de l'antenne biconique finie. [34]

L'antenne biconique finie possède une bande passante de plus 100 %, un diagramme de rayonnement omnidirectionnel perpendiculaire à l'axe des cônes et un nul électrique le long de l'axe des cônes. La polarisation est linéaire et un gain maximum typique pour ce type d'antenne est de 4 dBi.

3.2.1.2 Antenne discône

Une autre dérivation de l'antenne biconique infinie est l'antenne discône [35]. Cette antenne est formée d'un cône et d'un plan de masse qui peut être circulaire ou rectangulaire qui remplace le second cône de l'antenne biconique. ?à revoir

Une représentation graphique est présentée à la figure I.37 (a)

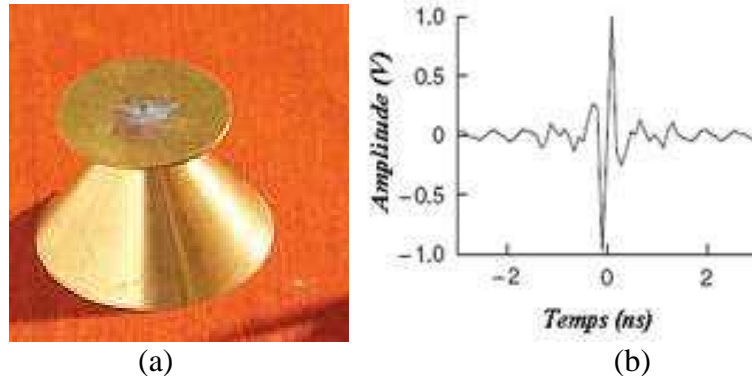


Figure I. 37: (a)Antenne discône (b) impulsion rayonnée par l'antenne discone dans le plan H.

L'antenne est alimentée par un câble coaxial dont l'âme centrale est connectée directement au sommet du cône et dont la masse est reliée au plan de masse circulaire. Les paramètres gouvernant la structure sont la dimension du plan de masse et l'espacement entre le plan de masse et le cône. Le plan de masse agit principalement sur les diagrammes de rayonnement et sur l'adaptation en hautes fréquences. Si on règle correctement ces deux paramètres, l'antenne possède une bande passante de plus de 150 % (par exemple, $ROS < 2$, 3-14 GHz).

L'antenne a un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan horizontal, et son gain est légèrement plus élevé que celui d'une antenne biconique finie du fait de l'utilisation d'un plan de masse fini.

Par ailleurs, cette antenne est peu dispersive, comme on peut le voir sur la figure I.37b) où l'antenne est excitée par une impulsion du type première dérivée de la gaussienne. Une fidélité (ressemblance entre l'impulsion d'entrée et l'impulsion rayonnée) de 90 % peut être atteinte en pratique.

3.2.2 Dipôles/ monopoles électriques ultra large bande

3.2.2.1 Quelques généralités sur les dipôles électriques larges bandes

Une autre catégorie d'antenne large bande est constituée par les monopoles plans ou dipôles. De nombreuses études ont été menées sur ce type d'antenne [36] et différentes formes ont été conçues: carrée, circulaire ou elliptique. Toutes ces antennes présentent de nombreuses caractéristiques communes: une bande passante importante, une polarisation linéaire et un diagramme de rayonnement omnidirectionnel dans le plan azimutal. L'utilisation d'un plan de masse perpendiculaire à l'élément rayonnant présente un inconvénient majeur pour l'utilisation d'une telle antenne. En effet, la zone de l'alimentation du monopole est relativement fine, ce qui entraîne une certaine fragilité de l'antenne. En outre, pour une application commerciale, il est préférable de rendre planaire un monopole plan, c'est-à-dire d'utiliser un plan parallèle à la structure.

Dans ce paragraphe, on va examiner d'un point de vue fréquentiel et d'un point de vue temporel plusieurs types d'antennes couramment utilisées.

3.2.2.2 Monopole circulaire/ elliptique

C'est la première antenne large bande du type monopoles plans qui a été conçue et réalisée en 1992 par Honda. (Figure I.38)

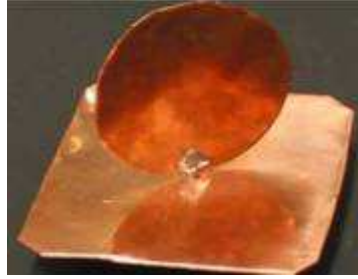


Figure I. 38: Exemple de réalisation pratique d'un monopole circulaire (rayon 2.5 cm).

Le monopole circulaire plan est de forme circulaire avec un plan de masse de dimensions supérieures à une longueur d'onde maximale pour éviter les réflexions qui proviennent du plan de masse. L'élément peut être de forme elliptique [37], cependant un fort rapport d'ellipticité dégrade la bande passante de l'antenne. L'antenne planaire de forme elliptique a été la première antenne large bande commercialisée.

Il est possible de calculer numériquement avec une bonne approximation la fréquence basse d'adaptation pour un ROS fixé à 2 en fonction des paramètres géométriques de l'antenne: ce calcul se fait de la même façon que pour un monopole cylindrique:

$$f_{low} = \frac{30 \times 0.24}{l + r} \quad (31)$$

où f_{low} est la fréquence basse exprimée en GHz, l la hauteur du monopole en cm et r son rayon équivalent en cm. Le rayon équivalent d'un monopole elliptique peut être déterminé à partir de la formule suivante: $2\pi r l = \pi a b$ où a désigne le petit axe de l'ellipse et b le grand axe.

Habituellement, cette antenne a une bande passante de plus de 160 %. Pour un monopole circulaire de rayon 2.5 cm, la bande passante va de 1.17-12 GHz pour un ROS <2. Depuis quelques années, cette antenne est réalisée avec un plan de masse parallèle à l'élément rayonnant comme le montre la figure I.39 a).

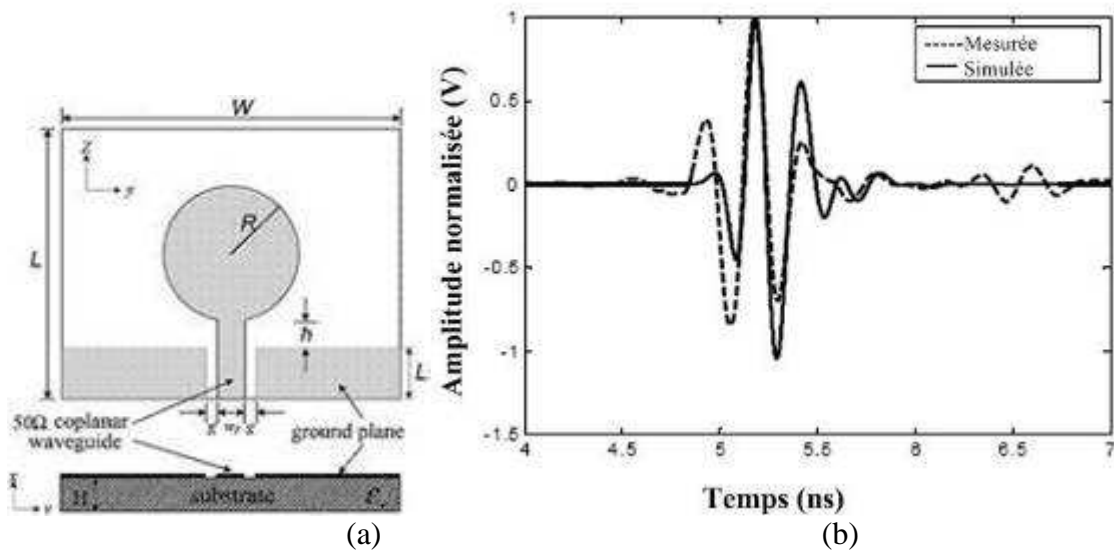


Figure I. 39:(a)Monopole planaire circulaire (b) Impulsion rayonnée par le monopole circulaire planaire dans le plan H ($\theta=\pi/2$).

Dans cette configuration, certains auteurs ont commencé à étudier cette antenne d'un point de vue temporel et ont montré qu'elle était peu dispersive, comme illustrée sur la figure I.39 b où l'antenne est excitée avec une impulsion de type première dérivée de la gaussienne [38].

3.2.2.3 Amélioration des performances de l'antenne circulaire

A partir de la forme planaire circulaire, d'autres formes d'antennes ont émergé. Elles ont été conçues dans le but de réduire la taille de l'antenne ou d'améliorer l'une de ses performances (augmentation de la bande passante ou stabilisation du diagramme de rayonnement, rejet d'une fréquence en particulier.)

3.2.2.3.1 Augmentation de la bande passante de l'antenne

Dans certaines applications, il est intéressant d'avoir une antenne ayant une bande passante le plus large possible, par exemple pour l'utilisation de plusieurs standards sur une même antenne. C'est dans cette optique qu'a été conçue l'antenne suivante [39]. Elle se base sur un monopole elliptique avec un fort rapport d'ellipticité et un plan de masse de forme trapézoïdale, permettant d'obtenir une très large bande passante: $ROS < 2$ 0.44-10.5 GHz.

Une réalisation de cette antenne est présentée sur la figure I.40, ainsi que son ROS.

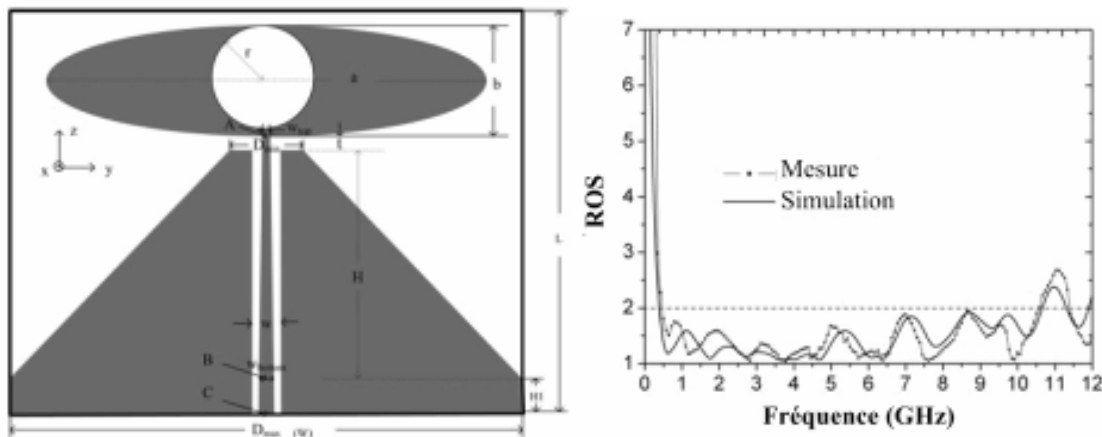


Figure I. 40: Exemple d'amélioration de la bande passante d'antenne planaire et son ROS.

Taille $0.20 \lambda_{low} \times 0.13 \lambda_{low}$

3.2.2.3.2 Antennes ULB à sous bande coupée:

Pour éviter certaines interférences avec les systèmes à bande étroite déjà existants, l'antenne ULB doit pouvoir rejeter certaines fréquences (bande 5-6 GHz pour le Wifi, ou 2.4 GHz pour le Bluetooth). Pour ce faire, l'antenne doit pouvoir jouer le rôle de filtre coupe bande. En ajoutant des fentes ou des éléments parasites, sur ou proches de l'élément rayonnant, l'antenne peut être désadaptée sur une certaine sous bande. La position et la dimension de la fente sont immédiatement reliées par la bande de fréquence rejetée.

Une antenne ultra large bande à sous bande coupée [40] travaillant dans la bande 3.1-10.6 GHz, et rejetant la bande de fréquence 5-6 GHz est présentée sur la figure I.41

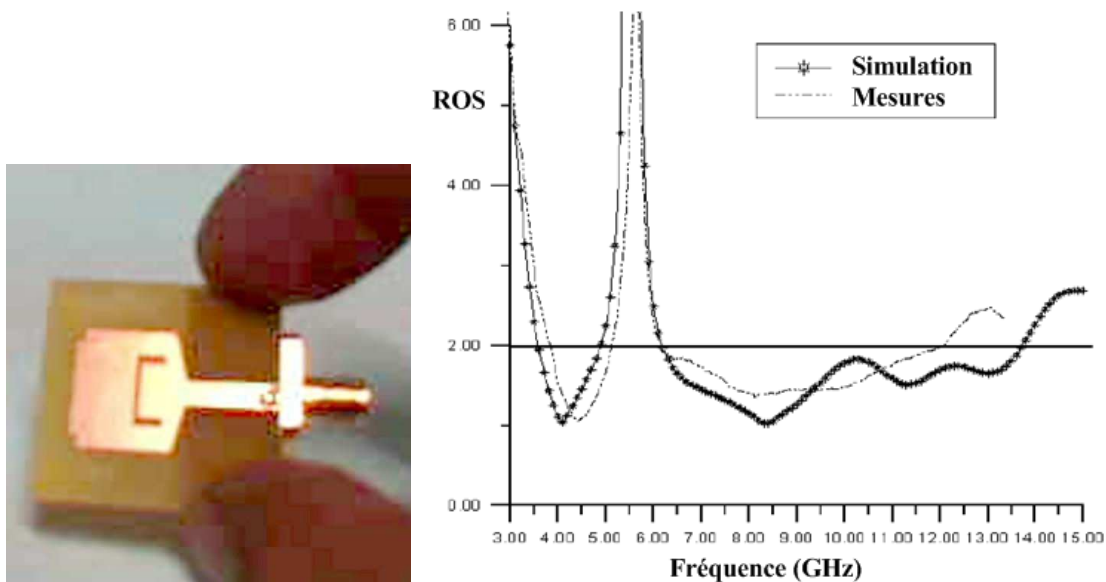


Figure I. 41: Antenne ULB à sous bande coupée et son ROS.

Dans le prochain paragraphe, on étudiera le comportement fréquentiel et temporel des antennes qui présentent un diagramme de rayonnement directif: on examinera deux grandes familles d'antennes directives: les cornets et les antennes à fente à transition progressive.

3.3 Antennes directives

Les antennes ULB directives peuvent être décrites comme des systèmes de transition entre un guide d'onde et l'espace libre. On part d'une ligne de transmission dont l'un des paramètres est une impédance caractéristique constante quelque soit la fréquence, puis les lignes de transmission s'évasent pour amener graduellement la structure à l'impédance du vide. L'onde peut maintenant rayonner.

L'antenne ULB directive est souvent utilisée dans des applications particulières; par exemple dans le cas d'une station de base en communication avec des stations fixes. D'autres systèmes requièrent que l'antenne rayonne plutôt dans un demi-espace. On peut citer comme exemple l'antenne de point d'accès accrochée au mur ou encore une antenne en façade d'appareils électroniques. Certaines antennes ULB directives sont aussi couramment utilisées dans le cadre de mesure d'antennes en chambre anéchoïde. Contrairement aux antennes étudiées précédemment, il est très difficile de miniaturiser ce type d'antenne.

3.3.1 Cornet

Les cornets constituent une première catégorie d'antennes ultra large bande directives. Ces antennes sont couramment utilisées pour des mesures de diagramme de rayonnement ou encore dans le cadre d'applications GPR. Ces antennes sont constituées de guides d'onde rectangulaires ou circulaires (intrinsèquement large bande) et d'une transition (adaptateur d'impédance). La bande passante est relativement large (50-180%).

Une réalisation d'un cornet est montrée à la figure I.42 (a):

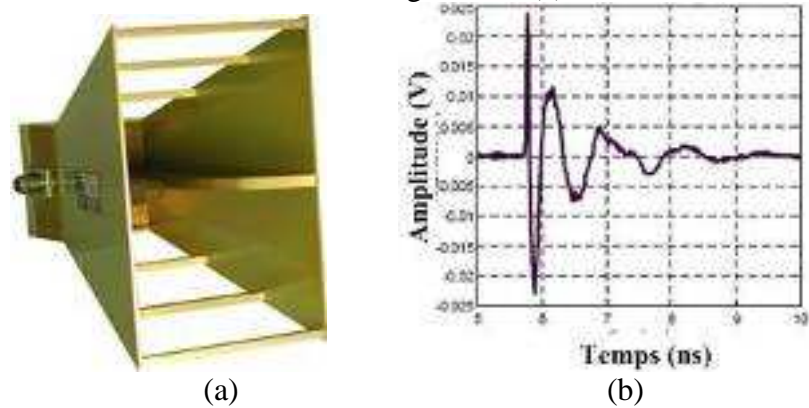


Figure I. 42: (a) Cornet ULB à lèvres (b) Impulsion rayonnée par le cornet dans le plan E ($\phi=0$).

Des modifications peuvent être effectuées pour améliorer par exemple le diagramme de rayonnement. Ainsi des lèvres (ridged horn) peuvent être ajoutées afin de rendre stable l'ouverture du lobe en fonction de la fréquence [41]. Ce type d'antenne peut avoir un gain important (+17 dBi) qui augmente avec la fréquence (antenne à ouverture constante) sur plusieurs octaves. Les cornets avec lèvres peuvent couvrir une bande de fréquence 1-18 GHz pour un $ROS < 2$. Les cornets présentent une grande pureté de polarisation et sont en principe des antennes peu dispersives, le centre de phase de ces antennes variant peu avec la fréquence. La figure I.42 b montre une impulsion rayonnée par le cornet excité par la première dérivée d'une gaussienne. On récupère un doublet très propre.

3.3.2 Antenne à transition progressive (Vivaldi)

Les antennes à fente à transition progressive (TSA Tapered Slot Antenna) constituent une autre catégorie importante d'antennes ULB directives. Ce sont des antennes à deux dimensions présentant une transition à partir d'une ligne ou d'un guide d'onde imprimé. Elles ont été imaginées en 1974 par Lewis et Gibson. Elles sont généralement constituées par une ligne de fente s'élargissant suivant un profil donné jusqu'à la discontinuité finale. Le profil de ces ouvertures peut prendre différentes formes: profil linéaire (antennes LTSA), profil constant (antennes CWSA), profil linéaire par morceau (BLTSA) ou encore profil exponentiel (antenne Vivaldi).

Les différents profils des antennes TSA sont décrits dans la figure I.43.

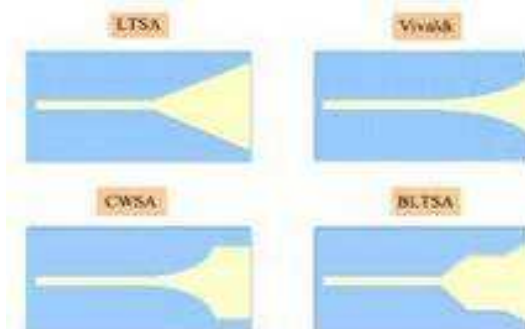


Figure I. 43: Différents profils d'antennes TSA.

Les antennes TSA sont adaptées sur une très large bande passante de 125%-170%. Leur diagramme de rayonnement est unidirectionnel dans le plan du substrat et présente un faible niveau de polarisation croisée. Leur directivité augmente avec la fréquence et les gains atteints par ces antennes peuvent aller jusqu'à 10 dBi selon le type de profil.

Il existe plusieurs types d'antennes Vivaldi : l'une d'entre elles est l'antenne Vivaldi antipodale [33] dont une réalisation pratique étant montrée à la figure I.44 a). Cette antenne propose une transition à

partir d'une ligne micro-ruban permettant d'avoir une alimentation non symétrique qui peut être connectée à un câble coaxial. L'antenne est alors imprimée sur les deux faces du substrat.

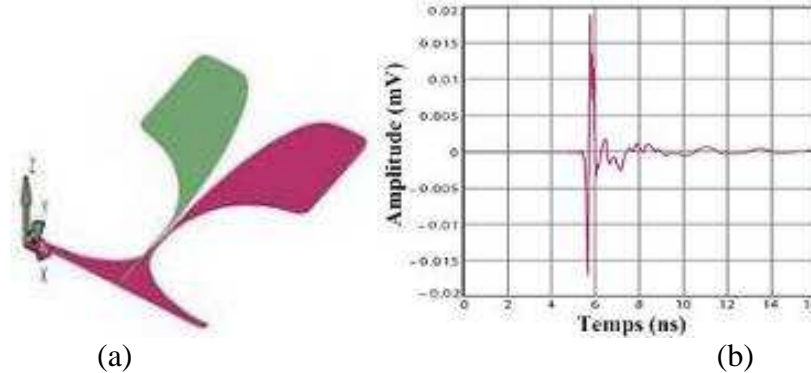


Figure I. 44: (a) Antenne Vivaldi antipodale (b) Impulsion rayonnée par la Vivaldi dans le plan E ($\phi=0$).

Les antennes Vivaldi ont un comportement temporel peu dispersif La figure I.44 b) montre une impulsion rayonnée par le cornet si on l'excite par une première dérivée de la gaussienne , on récupère un doublet très propre. Les applications de ces antennes sont variées: de l'application radar à l'imagerie micro-onde en passant par une source primaire pour des réflecteurs large bande.

4 Contexte de l'étude

4.1 Contexte applications de la thèse

Ce travail s'inscrit dans un projet de l'ANR (Agence Nationale pour la Recherche) concernant la technologie ULB. Ce projet intitulé AUBADE (antenne miniature bas coût pour les applications ultra large bande) a été mené en collaboration avec deux entreprises (Thomson, Radiall), deux laboratoires universitaires (IETR, l'IMEP) et le CEA-LETI.

Les entreprises Thomson et Radiall s'occupent de la conception et de la réalisation des antennes en bandes hautes et en bande basse respectivement. Le CEA-LETI est chargé de la conception d'antennes ULB en bande haute et en bande basse (dans la bande 500 MHz-1 GHz) ainsi que de la mise en place d'un banc impulsif pour les deux bandes de fréquences. L'IETR et l'IMEP ont pour rôle de définir de nouveaux descripteurs dans le domaine temporel.

Le projet AUBADE a plusieurs objectifs:

- ❖ Le premier d'entre eux est de définir de nouveaux descripteurs dans le domaine temporel (fidélité, ROS temporel, gain moyen pondéré) et d'établir des relations entre les caractéristiques générales des antennes utilisées dans le domaine harmonique (ROS, rayonnement) et leur comportement si ces antennes sont utilisées en temporel.
- ❖ Le second objectif est de développer des antennes miniatures ULB à bas coût dans deux bandes de fréquences distinctes:
 - Première bande 3.1-10.6 GHz : concerne les applications WLAN à très hauts débits. Ces antennes ULB de très petites tailles doivent pouvoir intégrer des filtres sélectifs en fréquence pour le rejet des systèmes à bande étroite se trouvant dans la gamme de fréquence de l'ULB (par exemple, bande 5-6 GHz).
 - Seconde bande de fréquence 100 MHz-2 GHz: dans cette bande de fréquence (sujet de ce travail), il s'agit de concevoir des antennes large bande compatibles avec des applications du style terminaux utilisant des spectres à partir de 100 MHz. Lors du

projet, il a été nécessaire de développer de nouvelles formes de structures rayonnantes du fait du rapport géométrique important qui est généralement imposé pour ce type d'applications: la hauteur doit être nettement supérieure à la dimension transversale de l'antenne.

- ❖ Le dernier objectif de ce projet est de mesurer et de caractériser ces antennes miniatures soit à l'aide d'un banc impulsif (générateur d'impulsions et oscillateurs numériques), soit plus classiquement à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels. Pour la bande haute, seule l'influence du câble peut poser un problème pour les mesures de rayonnement d'une antenne ULB miniature. Par contre, pour la bande basse, plusieurs problèmes ont été rencontrés: Il a fallu trouver une chambre anéchoïde suffisamment grande pour pouvoir descendre en fréquence (en dessous de 800 MHz). Une seconde difficulté a été de trouver une antenne de référence ayant une bande passante allant de 100 MHz à 2 GHz pour un $ROS < 3.5$

4.2 Antennes couramment utilisées sur la bande 0.1-2 GHz

Dans ce paragraphe, nous allons étudier dans le domaine temporel différentes antennes couramment utilisées dans la bande de fréquences qui nous intéresse, à savoir la bande 0.1-2 GHz. Il existe trois catégories différentes d'antennes utilisées en bandes basses:

- ❖ Les antennes utilisant des couches résistives et/ou capacitives
- ❖ Les monopoles large bandes, qui ont intrinsèquement une bande passante large
- ❖ Les antennes à ondes progressives (dipôles en V, antennes scissors)

4.2.1 Les antennes avec couches résistives et/ ou capacitives

Une technique couramment utilisée pour augmenter la bande passante d'une antenne consiste à utiliser une charge résistive distribuée. Les charges réparties permettent d'éliminer progressivement les courants qui se réfléchissent aux extrémités de l'antenne. Cette technique, basée sur le principe de la non réflexion de Wu et King [42], améliore très sensiblement la forme de l'impulsion rayonnée et permet de réduire de façon importante les oscillations parasites non souhaitées.

La formule d'évolution des résistances linéiques R en fonction de la distance le long de l'antenne est donnée par la relation suivante

$$R(r') = \frac{R_0}{1 - \frac{r'}{h}} \quad (32)$$

où r' est la distance le long du bras, (distance calculée à partir du point de l'alimentation), h est la longueur du bras et R_0 désigne la résistance par unité de longueur au niveau de l'alimentation.

Ce procédé est souvent utilisé pour les antennes ULB destinées à imager le sous-sol (GPR). Il a cependant un inconvénient majeur : l'efficacité de l'antenne est fortement diminuée. Par exemple, pour un dipôle cylindrique, l'efficacité chute à 29 % [43]. Il est utilisé pour corriger les comportements des antennes telles que les antennes en V, antennes coniques ou plus récemment les antennes papillons.

4.2.1.1 Antenne conique

L'antenne monopole conique est présentée sur la figure I.45 a) où h_m et h_r désignent respectivement la partie métallique et résistive de l'antenne [44]. Elle est alimentée par un câble coaxial de 50 Ω .

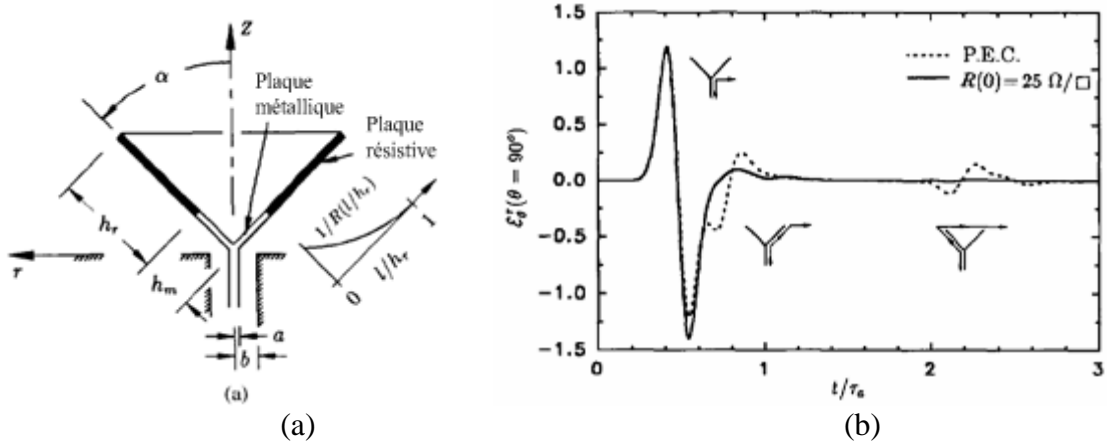


Figure I. 45: (a) Antenne conique à couche dispersive (b) Impulsion rayonnée par l'antenne conique dans le plan H ($\theta=\pi/2$).

Si on excite cette antenne par la première dérivée d'une gaussienne, on constate que l'impulsion rayonnée est très peu différente de l'impulsion originale. Ceci permet de vérifier que l'antenne conique chargée avec une couche résistive est moins dispersive que l'antenne conique "classique". Par ailleurs, contrairement aux antennes cylindriques chargées avec une couche résistive dont l'efficacité n'est que de l'ordre de 29 % [43], l'efficacité de cette antenne est de 86 %.

4.2.1.2 Antenne papillon

Depuis quelques années, l'antenne papillon à charge résistive est utilisée pour les applications de type GPR. Les concepteurs de ces antennes ont essayé de modifier le profil résistif afin d'augmenter au maximum l'efficacité de l'antenne sans pour autant sacrifier la bande passante de l'antenne. L'association d'une charge capacitive et d'une charge résistive permet d'obtenir un bon compromis. Dans l'exemple présenté ci-dessous, l'association d'une couche résistive à profil constant et d'une couche capacitive à profil linéaire [45] a permis d'obtenir une bande passante de 0.5-5 GHz et un $ROS < 2$.

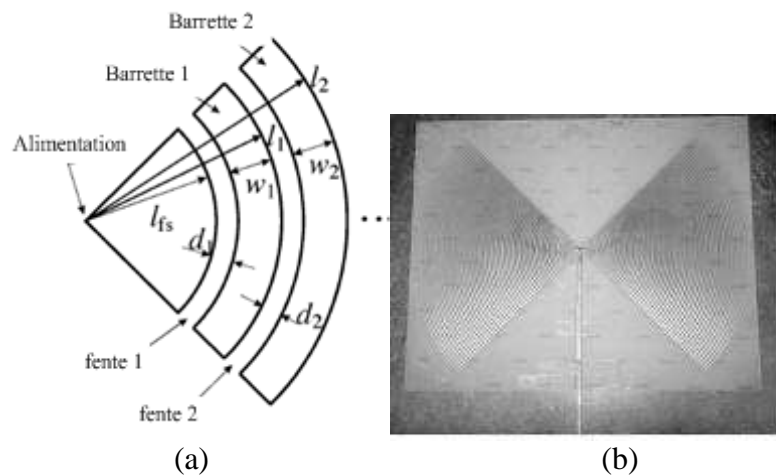


Figure I. 46: (a) Antenne papillon (b) réalisation pratique.

L'ajout d'une charge capacitive seule ne permet pas de diminuer les oscillations transitoires, mais l'effet des deux types de charges permet de les réduire, comme le montre la figure I.47.

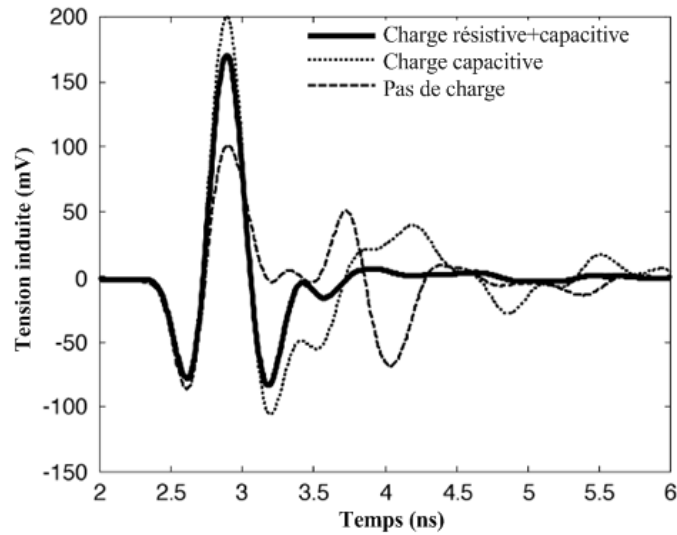


Figure I. 47: Excitation émise en champ proche dans le plan H ($\theta=\pi/2$).

L'efficacité de rayonnement est ainsi améliorée en créant sur l'antenne des discontinuités artificielles de telle façon que le rayonnement venant de l'alimentation et celui venant aussi des discontinuités se combinent de façon constructive dans la direction transverse à l'antenne.

4.2.2 Les antennes monopoles large bandes

Comme on l'a vu au paragraphe 3.2.2, plusieurs types d'antennes possèdent intrinsèquement une très large bande passante. C'est le cas des monopoles plans ou planaires de forme circulaires ou elliptiques. Un certain nombre d'antennes de ce type ont été réalisées pour diverses applications : communications, localisations de personnes ensevelies sous de la neige, ou encore radars.

4.2.2.1 Antenne Rugby-Ball

L'antenne Rugby-Ball basée sur le principe du monopole circulaire plan, a été conçue pour des applications radars mono statiques dans le domaine des micro-ondes et utilisés en régimes impulsionnels [46]. Cette antenne consiste en une intersection de deux cercles de rayons différents, la forme ressemblant à un ballon de rugby. Par ailleurs, cette antenne n'utilise pas de couches résistives pour atténuer les réflexions provenant de l'alimentation et de l'extrémité. Cette antenne est alimentée par un câble coaxial à travers le plan de masse et comporte un réflecteur

Une antenne Rugby-Ball est présentée sur la figure I.48 avec son ROS. Les mesures montrent que cette antenne possède une bande passante de 0.1 GHz-20 GHz pour un ROS<2.

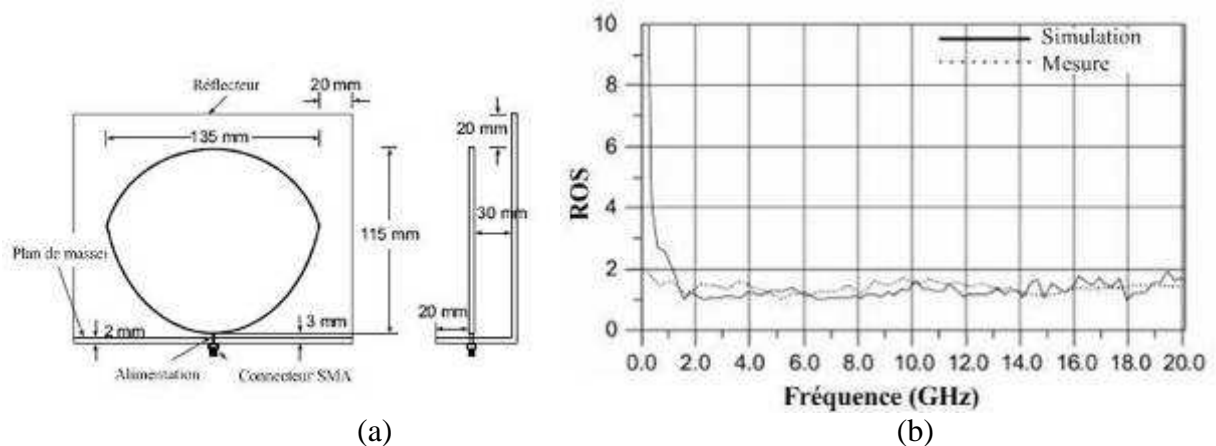


Figure I. 48: (a) Antenne Rugby-Ball (b) Rapport d'onde stationnaire de la Rugby Ball.

La figure suivante montre la réponse temporelle de la Rugby-Ball, excitée par une brève impulsion (largeur à mi hauteur = 150 ps, taux de montée de 80 ps, amplitude=2.5 V), sous deux angles différents ($\varphi=0$ et $\varphi=\pi/2$). On constate que l'amplitude des impulsions rayonnées est plus importante dans la direction $\varphi=0$ que $\varphi=\pi/2$, ce qui est utile pour des applications radars mono statiques dans le domaine des micro-ondes et utilisé en régime impulsionnel.

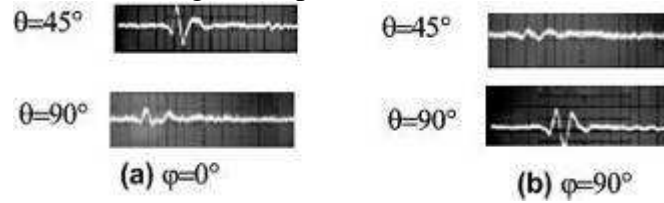


Figure I. 49: (a) Impulsion rayonnée dans le plan E ($\varphi=0$) (b) Impulsion rayonnée dans le plan E ($\varphi=\pi/2$).

4.2.2.2 Antennes monopoles planaires large bande

Les antennes monopoles large bande planaires sont utilisées principalement dans la bande haute. On peut citer par exemple, l'antenne à bras épais en escalier [47] utilisée en imagerie radar (figure I.50).

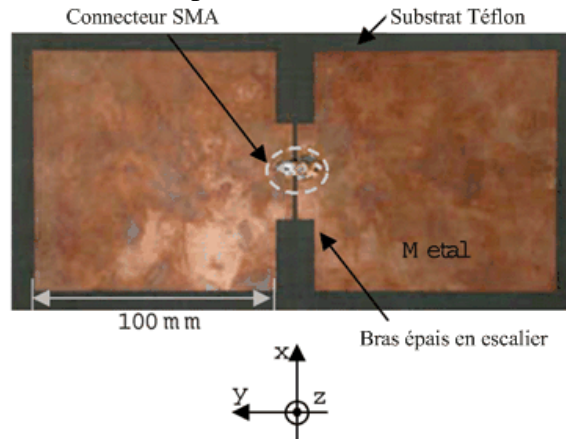


Figure I. 50: Antenne à bras épais en escalier.

Cette antenne a une bande passante de 0.5-2.7 GHz pour un ROS<2 (figure I.51)

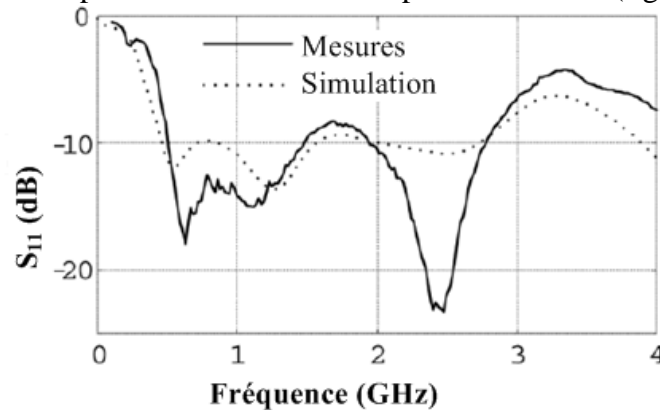


Figure I. 51: Rapport d'onde stationnaire de l'antenne à brins en escalier.

Une autre antenne planaire peut être aussi mentionnée, il s'agit de l'antenne monopole à encoches qui possède une bande passante de 0.5-2 GHz pour un ROS<2 [48]. Pour obtenir une bande passante relativement large, cette antenne utilise des encoches qui modifient le couplage électromagnétique entre le plan de masse et le monopole rectangulaire ainsi que la distribution de courant. Elle utilise aussi un plan de masse tronqué. Cette antenne reste une antenne de petite taille ($\lambda_L/5 * \lambda_L/9$) et garde un diagramme de rayonnement pratiquement omnidirectionnel sur toute la bande passante de l'antenne.

Une réalisation pratique de cette antenne est montrée à la figure I.52:

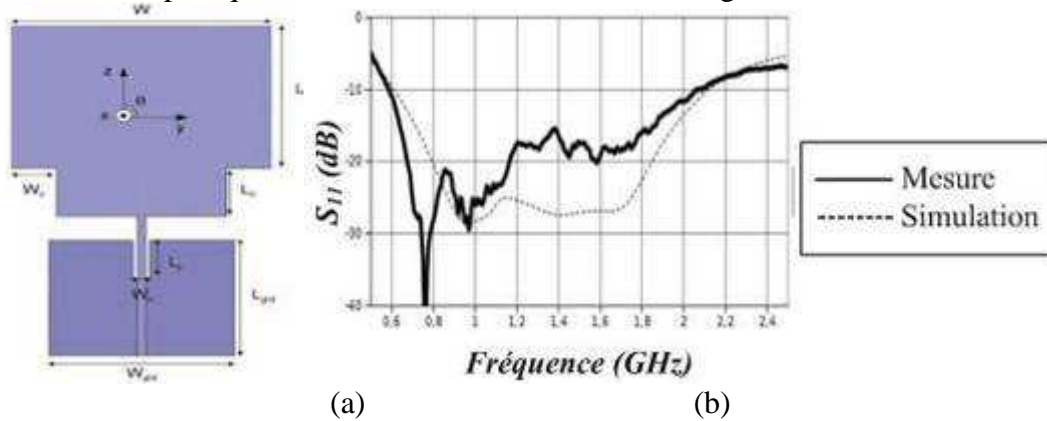


Figure I. 52: (a) Antenne planaire à encoche (b) rapport d'onde stationnaire.

Le principal défaut de ces antennes est lié à leurs dimensions déterminées par la fréquence la plus basse de la bande passante. La difficulté réside dans la miniaturisation de l'antenne sans dégradation de ses performances.

4.2.3 Les antennes à ondes progressives

4.2.3.1 Antenne scissors

Un premier type d'antenne utilisé pour détecter des mines anti-personnelles est l'antenne scissor [49]. Cette antenne qui entre dans la catégorie des antennes à onde progressive, est présentée sur la figure I.53. Cette antenne est constituée de deux brins formant un V. Chaque brin peut être considéré comme constitué de n brins conducteurs, connectés ou non entre eux, systématiquement chargés par une couche résistive à leurs extrémités.

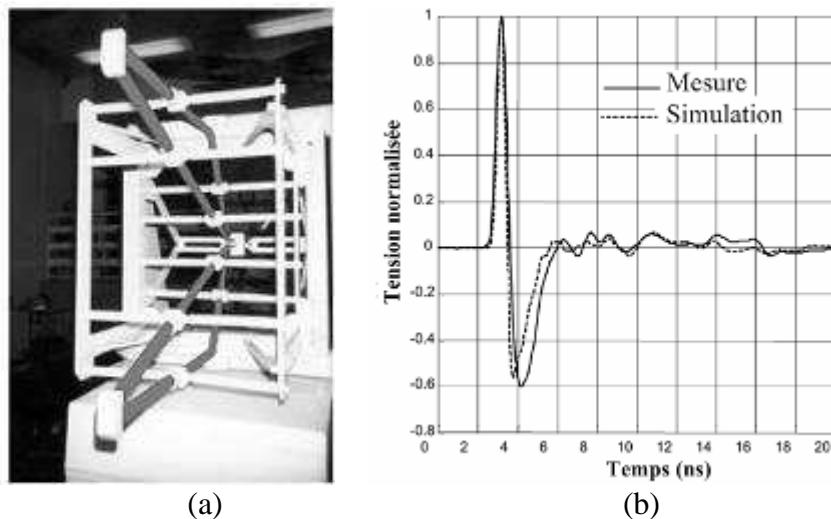


Figure I. 53: (a) Antenne scissor (b) impulsion rayonnée dans le plan E.

Les dimensions de cette antenne sont 60 cm pour la hauteur, 100 cm pour la longueur et 2cm pour la largeur, pour une bande passante mesurée de 0.2-1.2 GHz pour un $ROS < 2$

La polarisation de cette antenne est rectiligne et le gain maximal peut atteindre 6 dBi. Cette antenne est utilisée en mode impulsionnel (figure I.53 b)), elle est peu dispersive.

4.2.3.2 Antenne Valentine

Un autre type d'antennes utilisé pour détecter des mines anti-personnelles est l'antenne Valentine [50]. Cette antenne, comme la précédente, rentre dans la catégorie des antennes à onde progressive. Ses dimensions géométriques sont importantes de telle sorte que l'on a une antenne très directive avec un gain très élevé en basses fréquences.

L'antenne Valentine est constituée d'une ligne de transmission de doubles rubans. Les rubans s'évasent selon un profil exponentiel et retournent en arrière selon une forme circulaire (figure I.54 a) Les dimensions de cette antenne sont 112.2 cm pour la hauteur, 95 cm pour la longueur et 5.2 cm pour la largeur, pour une bande passante mesurée de 0.3-3 GHz pour un $ROS < 2$

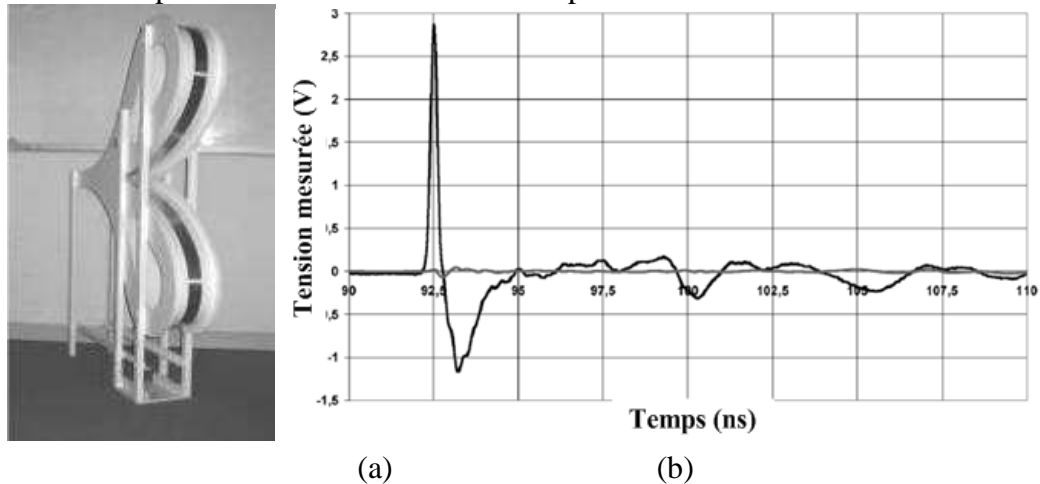


Figure I. 54: (a) Antenne Valentine (b) impulsion rayonnée dans le plan E ($\phi=0$).

La polarisation de cette antenne est rectiligne et le gain maximal peut atteindre 12 dBi. Elle peut être utilisée en régime impulsionnel car elle est peu dispersive. (Figure I.54 b)

4.3 Cahier des charges

Le cahier des charges qui a été retenu pour le projet AUBADE et utilisé lors de ce travail est le suivant:

Bande de fréquences	100MHz-2 GHz
ROS	3.5:1 maximum
Directivité moyenne	-2 dBi \pm 4 dB
Gain moyen	-3 dBi \pm 4 dB
Efficacité	>80 %
Diagramme de rayonnement	Omnidirectionnel
Polarisation croisée (plan vertical)	10 dB
Polarisation croisée (plan horizontal)	10 dB
Impédance nominale	50 Ω
Géométrie	3 D
Dimension : hauteur	1 m
Dimension transversale	Maximale 50 mm
Connectique	Coaxial

Tableau I. 1: Cahier des charges.

4.4 Objectifs: choix des structures à concevoir

Le tableau ci-dessous rassemble les caractéristiques des différentes antennes ULB qui peuvent être utilisées dans la bande basse afin de pouvoir voir rapidement leurs avantages et inconvénients respectifs

	Bande passante	Diagramme Rayonnement	Polarisation	Dispersion	Taille	Géométrie
Biconique	5:1	Omni-directionnel	Linéaire	Non	$\lambda_L/2$	3 D
Cornet TEM	12:1	Uni-directionnel	linéaire	Non	$>\lambda_L$	3D
Spirale conique	40:1	Uni-directionnel	Circulaire	Oui	$2.\lambda_L/\pi$	3D
Spirale logarithmique	40:1	Bi-directionnel	Circulaire	Oui	variable	2D
LPDA	6:1	Uni-directionnel	Linéaire	Oui	Variable	3 D/2D
Antenne rugby-ball	20:1	Omni-directionnel	Linéaire	NON	$\lambda_L/2 \times \lambda_L/3$	3D
Antenne à encoche	4:1	Omni-directionnel	Linéaire	NON	$\lambda_L/5 \times \lambda_L/9$	2D
Conique à couche résistive	10:1	Omni-directionnel	Linéaire	NON	$\lambda_L/4$	3D
Papillon à couche résistive/capacitive	3:1	Omni-directionnel	Linéaire	NON	$\lambda_L/5$	2D
Scissors	6:1	Uni-directionnel	Linéaire	NON	$\lambda_L/3 \times \lambda_L/1.5$	3D
Valentine	10:1	Uni-directionnel	Linéaire	NON	$1.1.\lambda_L/\lambda_L/$	3D

Tableau I. 2: Différentes antennes ULB.

On constate que, dans la bande de fréquences 0.1-2 GHz les deux points faibles des antennes existantes sont leurs dimensions trop élevées et leur faible efficacité.

En effet, même si les antennes chargées à couches résistives permettent d'avoir des antennes possédant une large bande passante, le gros désavantage de ces antennes est leur faible efficacité de rayonnement. Il a été montré qu'un monopole avec une couche résistive a une efficacité de l'ordre de 29 % [43]. Pour éviter des éléments dissipatifs, on peut rajouter des éléments réactifs (capacités). Cette technique permet d'augmenter l'efficacité de rayonnement, mais ne permet pas d'amortir les oscillations transitoires. Pour notre application on souhaite une efficacité supérieure à 70 % pour une bande passante d'une décade, cette technique de charges résistives ne sera pas utilisée par la suite.

Un autre inconvénient de toutes ces antennes est leur dimension: l'antenne Rugby-Ball et les antennes scissors/Valentine ont des dimensions très importantes qui ne permettent pas de les utiliser sur des terminaux.

Un rapport géométrique très élevé, une efficacité élevée, une polarisation linéaire et une bande passante de 1 GHz (de 100MHz-2 GHz) pour un ROS inférieur à 3.5 nous conduisent à orienter notre choix vers des antennes de type filaire ou à trois dimensions. Le principe de base sera celui des monopoles plans rectangulaires large bande dont on connaît les caractéristiques fréquentielles. Puis ce monopole sera modifié afin que la dimension transverse soit égale à 50mm.

Bibliographie du premier chapitre

- [1] L. Bennett G.F. Ross, "Time domain electromagnetics and its applications", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 66, issue 3, pp. 299-318, March 1978.
- [2] *FCC 1st Report and Order on Ultra-Wideband Technology*, February. 2002.
- [3] Official Journal of the European Union, "Commission Decision of 21 February 2007 on allowing the use of the radio spectrum for equipment using ultra-wideband technology in a harmonized manner in the Community"
- [4] B. Allen, S.A. Ghorashi, M. Ghavarm, "A review of pulse design for impulse radio", *IEE seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design*, pp. 93-97, July 2004
- [5] J.T Conroy, J.L. LoCicero, D.R, Ucci, "Communication techniques using monopulse waveforms", *IEEE proceedings Military communications conference*, Vol. 2, pp. 181-185, March 1999.
- [6] V.S. Somayazulu, "Multiple access performance in UWB systems using time hopping vs direct sequence spreading", *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Vol. 2, pp. 522-525, March 2002.
- [7] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Ultra wide bandwidth time-hopping, Spread Spectrum impulse radio for wireless multiple access communications", *IEEE transactions on communications*, Vol. 48, No.4, pp. 679-691, April 2000.
- [8] X Gu, L. Taylor, "Ultra wideband and its capabilities", *journal BT technology*, Vol. 21, No. 3, pp. 56-66, 2003.
- [9] M. Z. Win, R. A. Scholtz, "Impulse radio: How it works", *IEEE communications letters*, Vol.2, No.2, pp. 36-38, February 1998.
- [10] S.A. Ghorashi, S.A Allen, M. Ghavami, A. H. "An overview of MB-UWB-OFDM ", *IEE seminar on Ultra wideband technology and system design*, pp. 107-110, July 2004.
- [11] www.intel.com/technology/ultrawideband/downloads/Ultra-Wideband.pdf
- [12] P.K Pietrzy, "Ultra wideband radio: an introduction to the breakthrough wireless technology", *Proceedings National Conference on Radio Communication, Radio and Television*, June 2003.
- [13] D. Porcino, W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potential and challenges ahead", *IEEE communications magazine*, Vol.41, issue 7, pp. 66-74, July 2003.
- [14] R. J. Fontana, "Recent system Applications of short-pulse Ultra-wideband (UWB) Technology", *IEEE transactions on Microwave Theory and techniques*, Vol.52, No.9, pp. 2087-2104, September 2004.
- [15] A.G. Yarovoy, L.P; Lighart, "UWB radars: recent technological advances and applications", *IEEE radar conference*, pp. 43-48, April 2007.
- [16] B. Scheers, M. Piette, A Vander Vost, "The detection of AP mines using UWB GPR", *Scheers, Second international conference on Detection of Abandoned Land Mines*, pp. 50-54, October 1998.
- [17] G.P. Pochanin, "Problems and promising lines of development of UWB ground penetrating radiolocation", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 61-66, September 2004.
- [18] S.P Lohmeier, R. Rajaraman, V.C Ramasami, . "Development of an ultra wideband radar system for vehicle detection at railway crossings", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 207-211, 2002.
- [19] L. Ya. Immoreev, S.V Samkov, "Ultra wideband radar for remote detection and measurement of parameters of the moving objects on small range", *IEEE Second International Workshop Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals*, pp. 214-216, September 2004.
- [20] E.M Staderini, "UWB radars in medicine", *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, Vol.17, issue 1, pp. 13-18, January 2002.
- [21] Wenger, "Automobile radar-Status and Perspectives", *IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium*, pp. 21-24, October 2005.
- [22] R.J. Fontana, E. Richley, J. Barney, "Commercialization of an ultra wideband precision asset location system", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 369-373, March 2003.

- [23] C.A Balanis, "Antenna Theory analysis and design", Second Edition, Chapter 2, Wiley.
- [24] H.G. Schantz, "Introduction to ultra wideband antennas", *IEEE conference on ultra wideband systems and technologies*, pp. 1-9, March 2003.
- [25] V.H Ramsey, "Frequency independent antennas", *IRE International Convention Record* Vol. 5, pp. 114-118, March 1957.
- [26] J. D Dyson, "The equiangular spiral antennas", *IRE on antennas and propagation*, pp. 181-187, 1959.
- [27] Y. Zhang, A.K. Brown, "Archimedean and equiangular slot spiral antennas for UWB communications", *European Microwave conference*, pp. 1578-1581, September 2006.
- [28] J. D Dyson, "The characteristics and design of the conical log-spiral antenna", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.13, issue 4, pp. 488-499, July 1965.
- [29] T.W Hertel, G.S. Smith, " On the dispersive properties of the conical spiral antenna and its use of pulsed radiation", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.51, No. 7, pp. 1426-1432, July 2003.
- [30] J. Kaiser, "The Archimedean two-wire spiral antennas", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.8, issue 3, pp. 312-323, May 1960.
- [31] R.H DuHamel and DE Isabell, "Broadband Logarithmically periodic antenna structure, *IRE International Convention Record*, Vol. 5, Part 1, pp 119-128, March 1957.
- [32] DE Isabell, "log periodic dipole Arrays", *IRE transactions on antennas and propagation*, vol.8, issue 3, pp. 260-267, May 1960.
- [33] J. A.N, Noranha, T. Bielawan C.R. Anderson, D.G. Sweeny, S. Licul, W. A. Davis, "Designing antennas for UWB systems, *Microwaves and RF*, pp. 53-61, June 2003.
- [34] <http://www.clampco.it/>.
- [35] N. P. Agrawall, G. Kumar, K.P. Ray, "New wideband monopole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol.1, pp. 248-251, July 1997.
- [36] X. Qing, Z. N. Chen, M. Y. W. Chia, "UWB characteristics of disc cone antenna", *IEEE international Workshop on antenna technology*, pp. 91-100, March 2005.
- [37] H.G. Schantz, "Planar elliptical element ultra wideband dipole antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 3, pp. 44-47, July 2002.
- [38] L. Guo, J Liang, C. G. Parini, X Chen, " A time domain study of CPW-fed Disk Monopole for UWB applications, *IEEE Asia-Pacific Microwave Conference*, Vol.1, December 2005.
- [39] W.R. Yan, S.S. Zhong, G.Y. Wang, "Compact Hollowed printed monopole antenna with extremely wide bandwidth, *Microwave and optical Technology letters*, Vol.49, No.11, pp. 2883-2886, November 2007.
- [40] H. M. Zamel, A. M. Attiya, E.A Hashish, "Design of a compact UWB planar antennas with band-notch characterization", *Radio Science Conference*, pp. 1-8, March 2007.
- [41] www.ahsystems.com.
- [42] T. T. Wu and R.W.P. King, "The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.13, pp. 369-373, May 1965.
- [43] J. G. Maloney, G.G Smith, "A study of transient radiation from the Wu-King resistive monopole-FDTD analysis and experimental measurement", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.41, No.5, pp. 668-676, May 1993.
- [44] J. G. Maloney, G.G Smith, "Optimization of a conical antenna for pulse radiation: An efficient design using resistive loading", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.41, No.7, pp. 940-947, July 1993.
- [45] A. A. Lestari, A.G. Yarovoy, " RC-loaded Bow-Tie antenna for improved pulse radiation", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 52, No. 10, pp. 2555-2563, October 2004.
- [46] A. Ruengwaree, R. Yuwono, G. Kompa, "A noble rugby-ball antenna for pulse radiation", *European microwave Conference*, Vol.3, October 2005.
- [47] Y.J. Park, J.H. Song, "Development of Ultra wideband planar stepped fat dipole antenna", *Microwave and optical Technology letters*, Vol. 48, No. 9, pp. 1698-1701, September 2006.

- [48] S. Tourette, N Fortino, J.Y. Dauvignac, G. Kossiavas, "Compact UWB printed antennas for low frequency applications matched to different transmission lines, *Microwave and optical Technology letters*, Vol.49, No. 6, pp. 1282-1287, June 2007.
- [49] J Andrieu, V. Bertrand, B. Beillard, B. Jecko, "Transient characterization of a novel ultrawide - band antenna: the scissor antenna", *IEEE transactions on antenna and propagation*, Vol.53, No. 4, pp. 1254-1261, April 2005.
- [50] J.C Diot, P. Delmote, J. Andrieu, M Lalande, V. Bertrand, B. Jecko, S. Colson, R. Guillereyn M. Brishoual, "A novel antenna for transient applications in the frequency band 300 MHz- 3 GHz: The Valentine antenna", *IEEE transactions on antenna and propagation*, Vol.55, No. 3, pp. 987-1990, March 2007.

Chapitre II. Conception de nouvelles antennes ULB en bande basse

Après la revue approfondie des technologies et des antennes utilisées en Ultra Large Bande qui a fait l'objet du premier chapitre de ce mémoire, ce second chapitre a pour but de concevoir de nouvelles antennes ULB qui sont destinées à être utilisées dans la bande basse du spectre de fréquences (0.1-2 GHz).

Nous étudierons tout d'abord le facteur de qualité d'une antenne et en particulier ses relations aux dimensions de l'antenne. Cette étude nous amènera à introduire le concept d'antenne électriquement petite et à déterminer une expression du facteur de qualité valable uniquement pour ces antennes.

Après l'étude du facteur de qualité, nous nous focaliserons sur des structures d'antennes ULB simples. Les différentes caractéristiques des antennes (étude paramétrique, courant surfacique et diagrammes de rayonnement) seront obtenues grâce au logiciel CST Microwave Studio. Ce logiciel utilise comme méthode numérique, la méthode FIT (Finite intégration technique). Cette dernière discrétise les équations de Maxwell dans leurs formes intégrales. Une rapide revue des techniques permettant d'élargir la bande passante des monopoles large bande, seront rapidement présentées. Ensuite, après avoir décrit une méthode permettant de réduire la masse du monopole rectangulaire, nous présenterons les principales caractéristiques de l'antenne optimisée (adaptation, diagrammes de rayonnement)

Une autre partie de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la miniaturisation de la version filaire du monopole rectangulaire. En effet, comme on le verra, la dimension transversale du monopole filaire ne respecte pas le cahier de charges que l'on s'était fixé à la fin du premier chapitre. Après un état des lieux rapide sur les méthodes de miniaturisation d'antennes filaires ULB (méandres, pliage), une nouvelle structure d'antennes ULB, se déduisant simplement par pliage du monopole filaire, sera proposée et analysée à partir d'une étude paramétrique et d'une étude de ses caractéristiques de rayonnement.

La dernière partie de ce second chapitre sera consacrée à la modélisation analytique de l'antenne filaire repliée, avec une validation par la méthode de force électromotrice induite, puis par un modèle plus précis utilisant une expression de l'impédance d'entrée des deux dipôles ou monopoles couplés. A partir de ce modèle, deux optimisations seront menées pour adapter l'antenne vers les basses fréquences: par épaissement des brins rayonnants et par ajout des tronçons de lignes.

1 Facteur de qualité d'une antenne

En téléphonie mobile, les terminaux doivent être légers, de petite taille et consommer peu. Si la continuelle miniaturisation des composants électroniques a permis dans les dernières années de gagner des facteurs importants dans ces 3 domaines, il n'en a pas été de même en ce qui concerne les antennes qui équipent ces terminaux mobiles.

A la différence des composants électroniques, les performances d'une antenne dépendent peu de la technologie utilisée (pertes diélectriques dans le substrat pour une antenne imprimée) mais

essentiellement du rapport de ses dimensions à la longueur d'onde. Pour une application donnée, plus l'antenne est petite, moins elle est efficace.

Dans les années 1940, Wheeler et Chu ont établi, pour une antenne électriquement petite, une relation liant le facteur de qualité à la taille maximale de l'antenne. Une antenne électriquement petite a par définition un coefficient de qualité élevé et donc une bande passante étroite (quelques %). Le but de ce chapitre est d'établir une formule liant le coefficient de qualité et la taille maximale de l'antenne pour des antennes ultra large bande.

1.1 Etat de l'art sur le facteur de qualité d'une antenne

1.1.1 Concept d'antenne électriquement petite

Le concept d'antenne électriquement petite a été défini et analysé par Wheeler [1], [2], en 1947. Une antenne est dite électriquement petite si elle peut être entièrement contenue dans une sphère de rayon $a = \frac{1}{k}$, où k est le nombre d'onde. La sphère est couramment appelée sphère radian de Wheeler.

Ce concept est illustré par la figure II.1:

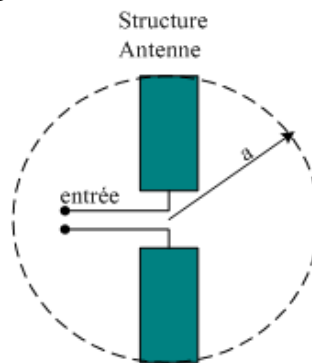


Figure II. 1: Antenne électriquement petite.

Une antenne électriquement petite peut être approximée de deux façons :

- Par un dipôle magnétique sous la forme d'un circuit série (inductance + résistance de rayonnement dépendant de la fréquence).
- Par un dipôle électrique sous la forme d'un circuit parallèle (capacité + conductance de rayonnement dépendant de la fréquence).

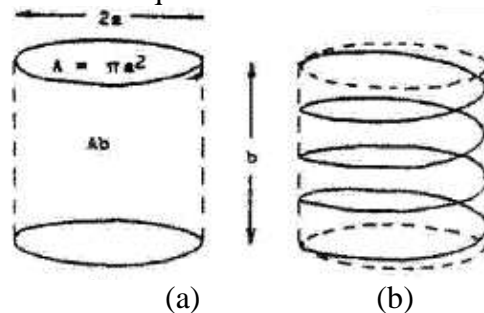


Figure II. 2: Représentation d'une antenne électriquement petite. (a). Capacité (b). Inductance.

L'inductance et la capacité ont la même aire. Wheeler introduit une quantité caractérisant les propriétés de rayonnement d'une antenne électriquement petite : le facteur "puissance de rayonnement", noté PF. Ce facteur est égal au rapport de la résistance à la partie réactive dans le cas du circuit série et au rapport de la conductance à la susceptance dans le cas du circuit parallèle équivalent.

Pour le dipôle électrique, on a la relation suivante:

$$PF_e = \frac{G}{\omega C} = \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{k_a \cdot Ab}{l^3} \quad (1)$$

où k_a représente le facteur de forme pour une capacité, Ab est le volume de la capacité et $l = \frac{\lambda}{2\pi}$

On a de la même manière pour la représentation par un dipôle magnétique :

$$PF_m = \frac{R}{L\omega} = \frac{1}{6\pi} \cdot \frac{k_b \cdot Ab}{l^3} \quad (2)$$

Où k_b est le facteur de forme de l'inductance.

On voit que PF est inversement proportionnel au cube des dimensions maximales de l'antenne.

1.1.2 Théorie "classique" du facteur de qualité d'une antenne

La théorie de Wheeler donne un premier aperçu de la relation liant le facteur de qualité d'une antenne à son volume: le facteur de qualité est inversement proportionnelle à D_{\max} au cube où D_{\max} est la dimension maximale de l'antenne. Plus récemment, d'autres auteurs ont établi des relations plus quantitatives, liant le facteur de qualité d'une antenne à sa dimension maximale [3], [4].

1.1.2.1 Définition du facteur de qualité d'une antenne

Le facteur de qualité d'une antenne est défini par analogie avec celui d'un système linéaire à la résonance, de pulsation ω_r .

$$Q = \frac{\omega_r \cdot W_{\text{stocké}}}{P_{\text{dissipée}}} \quad (3)$$

$W_{\text{stockée}}$ est l'énergie moyenne stockée dans le système et $P_{\text{dissipée}}$ la puissance dissipée dans le système.

Mais comme généralement l'antenne ne peut pas être considérée comme un système résonant à la fréquence d'opération, la définition précédente doit absolument être étendue.

$$Q = \begin{cases} \frac{2 \cdot \omega W_m}{P_{\text{ray}}} & \text{si } W_m > W_e \\ \frac{2 \cdot \omega W_e}{P_{\text{ray}}} & \text{si } W_e > W_m \end{cases} \quad (4)$$

P_{ray} désigne la puissance totale rayonnée et W_e , et W_m les énergies moyennes électriques et magnétiques stockées dans la zone de champs proches autour de l'antenne.

1.1.2.2 Expression du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite

Plusieurs auteurs ont proposé d'autres expressions du facteur de qualité pour une antenne électriquement petite. Ces expressions sont décrites dans les paragraphes suivants.

1.1.2.2.1 Limite de Chu et Harrington

Chu a été le premier auteur à déterminer le coefficient de qualité d'une antenne électriquement petite dans le cas d'une antenne omnidirectionnelle polarisée linéairement ou circulairement [3]. L'antenne est entourée d'une sphère de rayon a qui contient complètement l'antenne et les champs électrique et magnétique sont exprimés sous forme de combinaisons d'ondes sphériques.

Pour une antenne électriquement petite ($k_0 a < 1$), Chu puis Harrington [4] ont montré que, à l'extérieur de la sphère, le mode $n = 1$ (soit TE_{01} ou TM_{01}) a le plus petit facteur de qualité (on suppose qu'il n'y a pas d'énergie stockée dans la sphère). Ce facteur de qualité a alors pour expression:

$$Q = \frac{1 + 2.(k.a)^2}{(ka)^3 [1 + (k.a)^2]} \quad (5)$$

1.1.2.2.2 Limite de MacLean

MacLean [5], en 1996, propose une autre expression du coefficient de qualité valable pour une antenne électriquement petite ($k_0 a < 1$), expression qu'il obtient de façon plus directe.

Il établit la valeur du coefficient de qualité à partir des expressions exactes des champs électromagnétiques d'une antenne électriquement petite pour un mode TM_{01} (c'est le cas idéal d'un dipôle court).

Il obtient alors l'expression connue du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite, polarisée verticalement et omnidirectionnelle:

$$Q = \frac{2\omega W_e'}{P_{ray}} = \frac{1}{ka} + \frac{1}{(ka)^3} \quad (6)$$

La figure II.3 présente une comparaison des facteurs de qualité d'une antenne estimés par la théorie exacte de MacLean et celle de Chu.

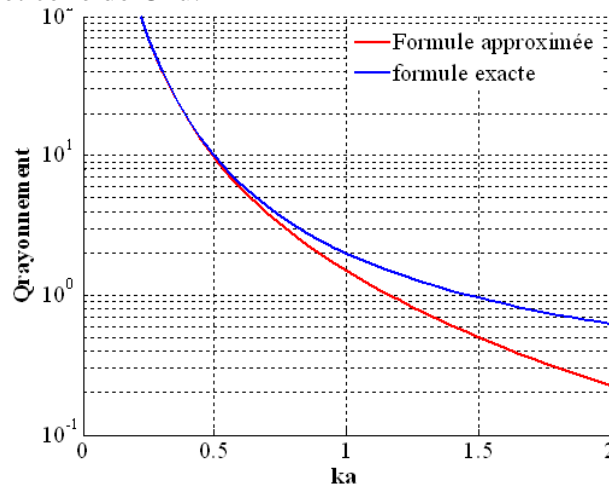


Figure II. 3: Facteur de qualité en fonction de ka.

Les deux techniques sont en bon accord pour les valeurs de ka inférieures à 1, ce qui correspond à une antenne électriquement petite. Elles diffèrent sensiblement pour les valeurs de $ka > 1$

1.1.2.3 Impact de l'efficacité d'une antenne sur le facteur de qualité

On a vu au premier chapitre que l'efficacité de rayonnement peut être exprimée par la relation suivante:

$$e_{ray} = \frac{P_{ray}}{P_{dissipée}} = \frac{Q_{totale}}{Q_{ray}} \quad (7)$$

La figure suivante représente la variation du facteur de qualité en fonction des valeurs ka pour différentes valeurs d'efficacité de rayonnement.

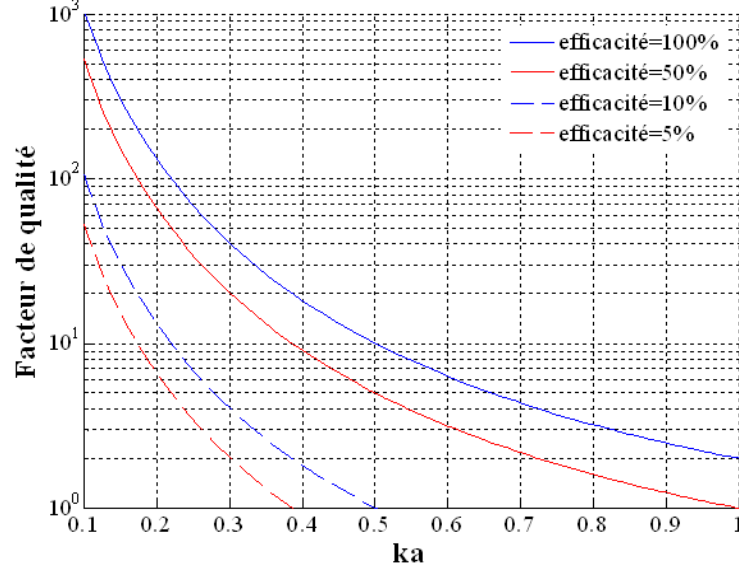


Figure II. 4: Influence de l'efficacité de rayonnement sur le facteur de qualité.

On remarque que pour une valeur de Q fixée, plus la taille de l'antenne diminue, plus l'efficacité de rayonnement diminue. On retrouve la relation entre la taille, la bande passante et le rendement de l'antenne. La miniaturisation d'une antenne entraîne forcément une modification importante de ses performances (bande passante, rendement ou gain).

1.1.2.4 Expression reliant bande passante et facteur de qualité d'une antenne

L'expression du facteur de qualité calculée précédemment, que l'on nomme généralement la limite de Chu, est la limite basse du facteur de qualité d'une antenne électriquement petite. Cette expression est en pratique peu utilisable car elle néglige l'énergie stockée à l'intérieur de la sphère qui entoure l'antenne ; elle ne peut être utilisée pour déterminer par exemple la bande passante d'une antenne. D'autres méthodes de calcul du facteur de qualité existent, elles permettent d'évaluer l'expression du facteur de qualité de tout type d'antenne, quelle soit électriquement petite ou pas, quelle ait une bande passante soit étroite ou Ultra Large.

Une première façon de déterminer le facteur de qualité d'une antenne consiste à établir une relation liant sa bande passante à son facteur de qualité. Plusieurs auteurs ont proposé des relations applicables au cas d'une antenne électriquement petite accordée à la fréquence f_0 avec une réactance en série (inductance ou capacité) [6], [7]. Le facteur de qualité d'une telle antenne peut être déterminé à partir de son énergie interne, notée W et la puissance acceptée P_A .

L'expression du facteur de qualité est alors:

$$Q(\omega_0) = \frac{\omega_0 |W(\omega_0)|}{P_A(\omega_0)} \quad (8)$$

Yaghjian et Best [8] ont montré qu'il était possible de déterminer une expression du facteur de qualité en fonction de l'impédance d'entrée d'une antenne non accordée à une fréquence particulière. L'antenne doit comporter une seule fréquence de résonance ω_0 sur sa bande de fonctionnement. Ce facteur de qualité est noté Q_z .

$$Q_z(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (9)$$

$$Q_z(\omega_0) = \frac{\omega_0}{2R(\omega_0)} \sqrt{[R'(\omega_0)]^2 + \left[X'(\omega_0) + \frac{|X(\omega_0)|}{\omega_0} \right]^2}$$

Où R' et X' désigne respectivement la dérivée de la partie réelle et imaginaire par rapport à ω de l'impédance d'entrée et X désigne la réactance de l'impédance d'entrée de l'antenne. Q_z est en principe bien supérieur à la limite de Chu.

Plusieurs définitions existent pour déterminer la bande passante d'une antenne:

- ❖ Bande passante calculée par rapport à la conductance de l'antenne. Cette définition est exacte aux alentours des fréquences de résonance série ($X' > 0$).
- ❖ Bande passante adaptée au ROS de l'antenne: elle est calculée à partir du rapport d'ondes stationnaires de l'antenne, notée 's'. Elle peut être aussi déterminée à partir du carré de l'amplitude du coefficient de réflexion, notée α . On montre alors que la bande passante fractionnelle (BPF) peut se mettre sous la forme:

$$BPF = \frac{\omega_+ - \omega_-}{\omega_0} = \frac{\Delta\omega_+ - \Delta\omega_-}{\omega_0} \quad (10)$$

$$BPF \approx \frac{4\sqrt{\beta}R_0(\omega_0)}{\omega_0 |Z'_0(\omega_0)|}, \quad \sqrt{\beta} = \sqrt{\frac{\alpha}{1-\alpha}} = \frac{s-1}{2\sqrt{s}} \leq 1$$

où $\omega_+ - \omega_-$ est la bande passante adaptée au ROS de l'antenne. Par ailleurs, on a : $\Delta\omega_+ = \omega_+ - \omega_0$ et $\Delta\omega_- = \omega_- - \omega_0$.

Cette définition est valable pour n'importe quel type de résonance (résonance série ou parallèle). On remarque que l'on trouve aisément une relation reliant le facteur de qualité Q_z à la bande passante fractionnelle à partir des équations (9) et (10). On note cette nouvelle expression du facteur de qualité Q_s . Des calculs numériques ont été faites à partir de cette théorie sur des monopoles larges bandes [9]; [10].

$$Q_s \approx \frac{2\sqrt{\beta}}{BPF} \approx \frac{\omega_0}{2R_0(\omega_0)} |Z'_0(\omega_0)| \quad (11)$$

1.2 Eléments de conclusion

La limite de Chu-Harrington du facteur de qualité permet de relier la dimension maximale d'une antenne à sa bande passante dans le cas où l'antenne est électriquement petite ($ka < 1$). (Seul un des modes TE_{01} ou TM_{01} est excité). Ceci correspond au cas où l'antenne possède un fort facteur de qualité ou une bande passante très faible. Dans ce genre de structure, les seules modes qui existent sont des modes évanescents qui ne se propagent pas. La limite de Chu peut être aussi appliquée dans le cas d'une antenne sur plan de masse fini [11] et, dans ce cas, la dimension maximale tient compte du plan de masse.

Les antennes Ultra Large Bande sont électriquement larges ($ka > 1$), et possèdent donc un faible facteur de qualité. La limite de Chu-Harrington repose sur le fait que l'antenne est entourée par une sphère de rayon 'a' et seul un mode évanescence se propage dans cette structure. Or, pour les antennes

ULB, deux types de modes existent : modes se propageant et modes évanescents. Il est donc matériellement impossible d'appliquer la théorie de Chu-Harrington pour ces différents modes. Il est cependant possible d'obtenir une expression du facteur de qualité en utilisant une autre approche telle celle développée par Chu et Fano. L'approche de Fano donne des limites très générales sur l'adaptation large bande valable pour n'importe quel type de charge. D'autres auteurs [12], [13] ont développé des expressions reliant les dimensions de l'antenne à son facteur de qualité.

Après cette revue détaillée des différentes méthodes de détermination du facteur de qualité d'une antenne ainsi que des problèmes de leur applicabilité au cas des antennes ULB, nous allons nous focaliser sur l'étude de nouvelles structures d'antennes ULB en bande basse en commençant par des structures simples ?? avec leurs fonctionnements des différents modes qui peuvent être excités. ?? revoir ce bout de phrase

2 Monopoles Ultra Large bande en bande basse

2.1 Rapide état de l'art sur les monopoles ULB

De nombreuses études ont été menées depuis la première utilisation du monopole circulaire en 1992 et de nombreux travaux ont été réalisés afin d'utiliser le monopole carré sous sa forme planaire pour des applications ultra large bande.

Différentes techniques ont été envisagées pour élargir sa bande passante et stabiliser son diagramme de rayonnement. On peut citer pour augmenter la bande passante du monopole, l'utilisation d'un court-circuit [14], du décalage de l'alimentation [15], l'utilisation des encoches [16], [17] et de la technique de l'évasement symétrique [18]. Toutes ces méthodes se basent sur le même effet physique, à savoir le fait d'ajouter des modes supplémentaires à la structure.

Des méthodes existent aussi pour stabiliser le diagramme de rayonnement du monopole carré, par exemple:

- ❖ ajouter un second élément rayonnant, identique au précédent, perpendiculaire à l'élément rayonnant principal [19]
- ❖ une méthode consiste à utiliser trois monopoles rectangulaires pliés [20], espacés de 120°

Le tableau ci-dessous récapitule les avantages et les inconvénients des différentes méthodes permettant d'élargir la bande passante d'un monopole rectangulaire.

	Avantages	Inconvénients
Court-circuit	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Diminution de 50% de la taille ❖ Fort courant sur le court-circuit 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Diminution de l'efficacité à bande passante identique ❖ instabilité du diagramme rayonnement
Décalage De l'alimentation	129 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial	instabilité du diagramme de rayonnement
Encoches	169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial	instabilité du diagramme de rayonnement
Evasement symétrique	169 % de bande passante contre 68% pour le monopole initial	Instabilité du diagramme de rayonnement
Monopole croisé	Stabilité du diagramme de rayonnement	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Difficulté de fabrication ❖ 111 % de bande passante / 169% pour monopole à évasement symétrique
Monopole à 3 plaques	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Stabilité du diagramme de rayonnement ❖ 122% de bande passante contre 68% pour le monopole initial 	Difficulté de fabrication

Tableau II. 1: Avantages et inconvénients des méthodes d'amélioration de la bande passante d'un monopole large bande.

Ces différentes techniques d'élargissement de la bande passante ou de stabilisation du diagramme de rayonnement ont trop d'inconvénients pour pouvoir être utilisées sur des terminaux (dimension transversale élevée): Même si les deux dernières structures (monopole croisé et monopole à trois plaques) ont des caractéristiques attractives (bande passante importante et stabilité du diagramme de rayonnement) qui sont nécessaires pour l'utilisation des antennes ULB en impulsionnel, ces antennes présentent deux inconvénients non négligeables: leur difficulté de fabrication et leur poids élevé. Ces constatations nous incitent fortement à commencer notre étude sur les antennes Ultra Large Bande en bande basse par la structure la plus simple : le monopole rectangulaire. A l'aide des résultats d'une étude paramétrique, nous nous efforcerons de modifier sa structure pour la rendre plus légère et tenterons de diminuer sa dimension transversale trop importante.

2.2 Etude du monopole rectangulaire ULB

2.2.1 Adaptation du monopole rectangulaire ULB

Dans ce paragraphe, nous examinerons rapidement les différentes caractéristiques du monopole rectangulaire (adaptation et diagramme de rayonnement), le plan de masse étant dans un premier temps considéré comme infini [21].

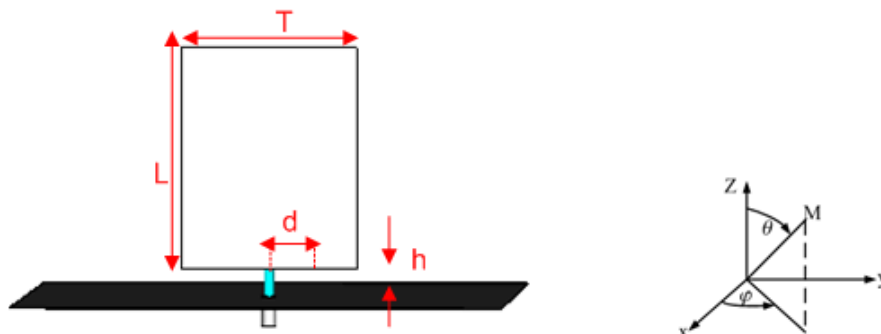


Figure II. 5: Géométrie du monopole rectangulaire.

On note

- ❖ h la distance entre le plan de masse et le monopole
- ❖ L la hauteur du monopole
- ❖ T sa largeur
- ❖ d la distance entre le centre de l'antenne et l'alimentation.

L'étude paramétrique de cette antenne est connue depuis longtemps [21] et montre que la fréquence basse d'adaptation est principalement déterminée par la hauteur du monopole et que les autres paramètres jouent essentiellement sur la fréquence haute. Le paramètre d permet d'élargir la bande passante.

A partir de ces résultats le monopole rectangulaire avec ou sans alimentation décalée a été optimisé pour avoir une bande passante commençant à partir de 500 MHz. Les paramètres optimisés sont les suivants: $L=90$ mm, $T=72$ mm, $h=11$ mm, $d=0$ mm dans le cas d'une alimentation centrée et $d=18$ mm lorsque l'antenne a une alimentation décalée.

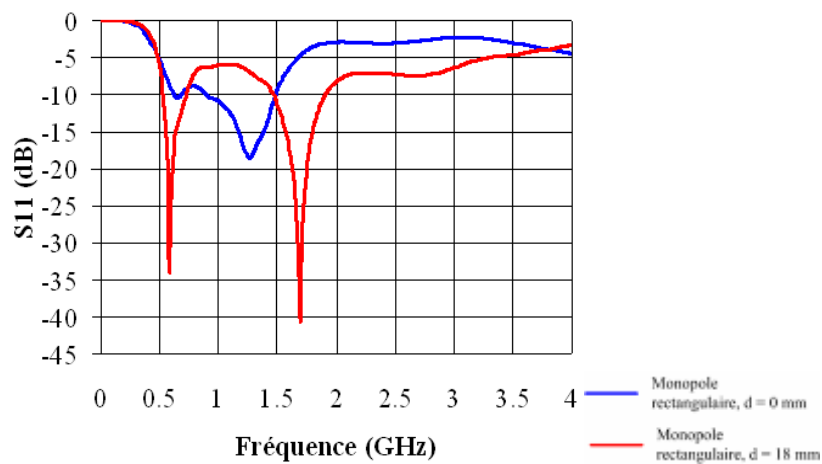


Figure II. 6: Adaptation du monopole rectangulaire.

L'antenne à alimentation centrée couvre une bande de fréquences allant de 0.5-1.75 GHz pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$, tandis que l'antenne à alimentation décalée a une bande passante de 0.48-3.2 GHz pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$.

2.2.2 Caractéristiques de rayonnement

On suppose maintenant que le plan de masse est de dimension finie. Ses dimensions sont 1 m par 1 m ($\lambda \times \lambda$) où λ est la longueur d'onde à la fréquence basse de la bande passante de l'antenne. Le plan de masse a une dimension suffisamment importante pour que le monopole soit considéré comme un monopole sur plan de masse infini en ce qui concerne l'impédance d'entrée. Par contre, l'effet des dimensions finies de ce plan est sensible sur les diagrammes de rayonnement. On notera, dans le plan d'élévation, un rayonnement dans les quadrants inférieurs lié à l'effet de bord du plan de masse.

On étudie dans ce paragraphe les caractéristiques de rayonnement du monopole rectangulaire dans deux cas de figure: dans le cas de l'alimentation centrée et dans le cas où l'alimentation est décalée de 18 mm (ce qui correspond à la bande passante maximum). Les différentes antennes ont été simulées grâce au logiciel CST Microwave Studio. On a tracé les diagrammes dans les deux principaux plans de l'antenne: dans le plan H ($\theta=\pi/2$) et dans un plan E ($\phi=0$).

2.2.2.1 Monopole rectangulaire avec alimentation centrée

2.2.2.1.1 Plan H ($\theta=\pi/2$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole rectangulaire à alimentation centrée dans le plan H aux fréquences 0.5 GHz, 0.8 GHz, 1.2 GHz et 1.5 GHz.

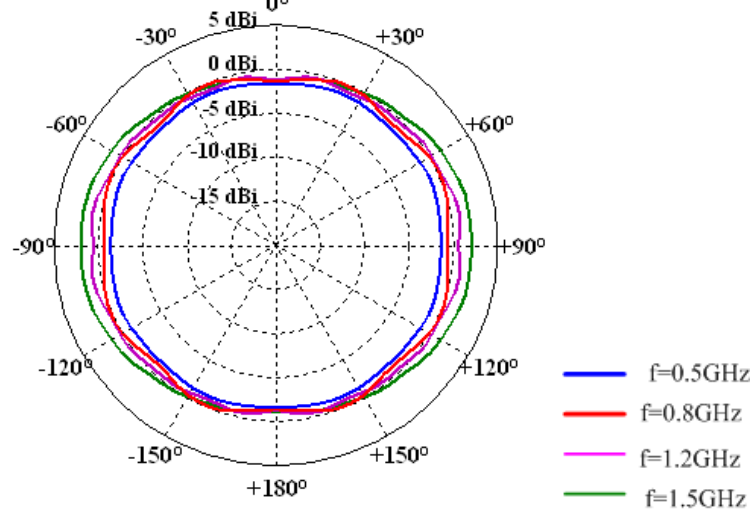


Figure II. 7: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation centrée.

Le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel mais varie avec la fréquence: Les gains maximum varient entre -1 et 0 dB, avec une ondulation de 1 dB.

2.2.2.1.2 Plan E ($\varphi=0$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole rectangulaire à alimentation centrée dans le plan E ($\varphi=0$) aux fréquences 0.5 GHz, 1GHz et 1.5GHz.

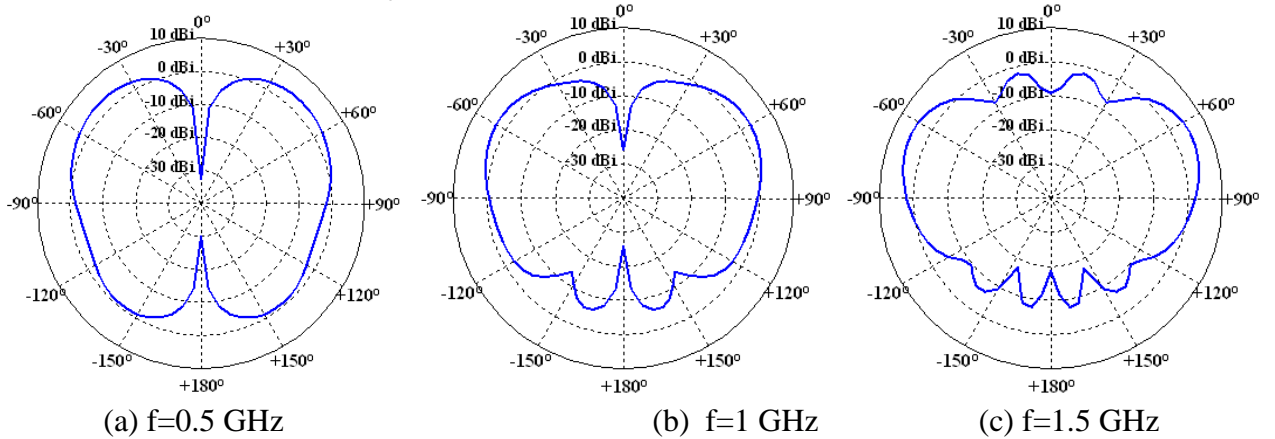


Figure II. 8: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$), alimentation centrée.

Le diagramme de rayonnement reste directif sur toute la bande de fréquences. La direction du lobe principal reste à peu près constante lorsque la fréquence augmente, aux alentours de 60-65°. Par ailleurs, l'ouverture angulaire à -3 dB varie de 30 à 50° selon la fréquence. Cette variation angulaire à -3 dB est due principalement au fait que la distribution des courants surfaciques dépend de la fréquence.

2.2.2.2 Monopole rectangulaire avec alimentation décalée

Cette antenne couvre une bande de 3 GHz (de 0.48-3.2 GHz pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$). On va s'intéresser dans cette partie à l'influence du décalage de l'alimentation sur le diagramme de rayonnement.

2.2.2.2.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Les figures ci-dessous représentent les diagrammes de rayonnement du monopole rectangulaire à alimentation décalée dans le plan H pour différentes valeurs de la fréquence.

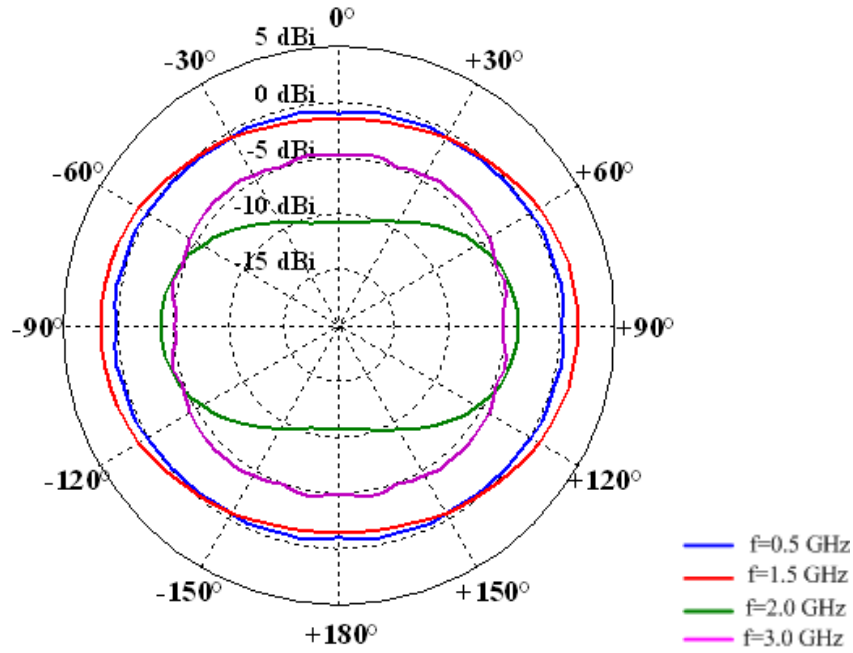


Figure II. 9: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta = \pi/2$), alimentation décalée.

On remarque que le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel sur toute sa bande de fonctionnement comme dans le cas précédent. Par contre, le gain varie très fortement en fonction de la fréquence. A 2 GHz, le gain maximal est de l'ordre de -10 dB ce qui peut s'expliquer par le fait qu'à cette fréquence, la dimension de l'antenne devient grande devant la longueur d'onde et on note une annulation dans le plan E.

2.2.2.2.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Les figures ci-dessous présentent le diagramme de rayonnement du monopole rectangulaire à alimentation décalée dans le plan E ($\varphi = 0$) aux fréquences 0.5 GHz, 1.5 GHz, 3 GHz.

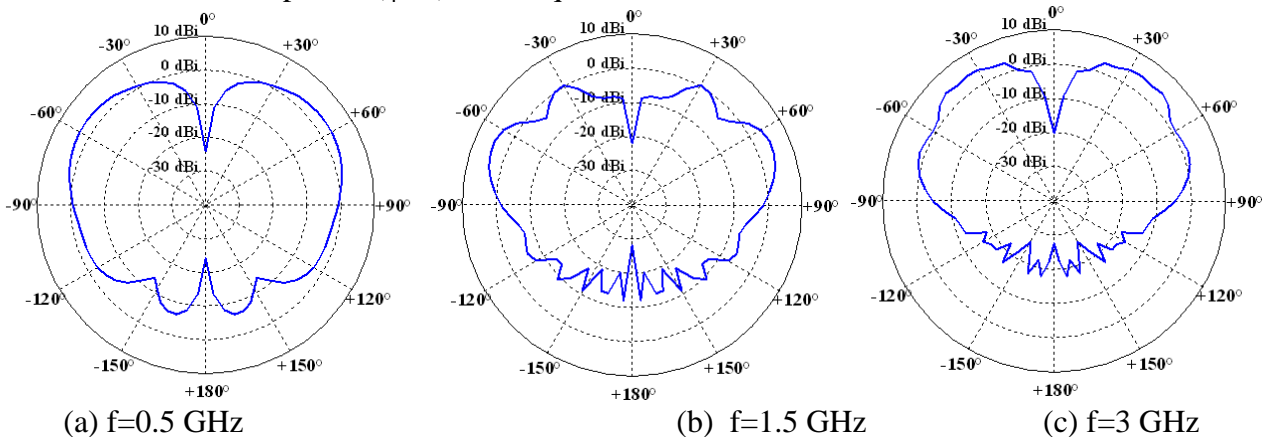


Figure II. 10: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi = 0$), alimentation décalée.

Le décalage de l'alimentation a aussi une influence sur le diagramme de rayonnement dans le plan d'élévation. On note sur la Figure II.10 l'apparition en hautes fréquences, à partir de 1.5 GHz, de lobes secondaires de faibles amplitudes qui n'étaient pas présents pour le monopole à alimentation centrée.

2.3 Etude du monopole rectangulaire filaire ULB

Même si l'antenne précédente présente de nombreux avantages (bande passante de 1 GHz, diagramme de rayonnement stable sur toute sa bande de fonctionnement, facilité de fabrication), le monopole rectangulaire a un volume très important. Il sera très difficile de l'utiliser sur des terminaux. On va donc essayer de réduire son volume. Pour ce faire, il est important de connaître la distribution des courants surfaciques afin que les modifications apportées les perturbent le moins possible.

2.3.1 Etude de la répartition des courants surfaciques du monopole ULB

Dans ce paragraphe, nous allons successivement examiner la distribution de courant surfacique d'un monopole rectangulaire large bande à alimentation centrée puis à alimentation décalée.

2.3.1.1 Cas de l'alimentation centrée

La distribution du courant surfacique simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio d'un monopole rectangulaire est présentée sur les figures suivantes, pour différentes valeurs de fréquences 0.5 GHz, 0.8 GHz, 1.2 GHz, 1.5 GHz.

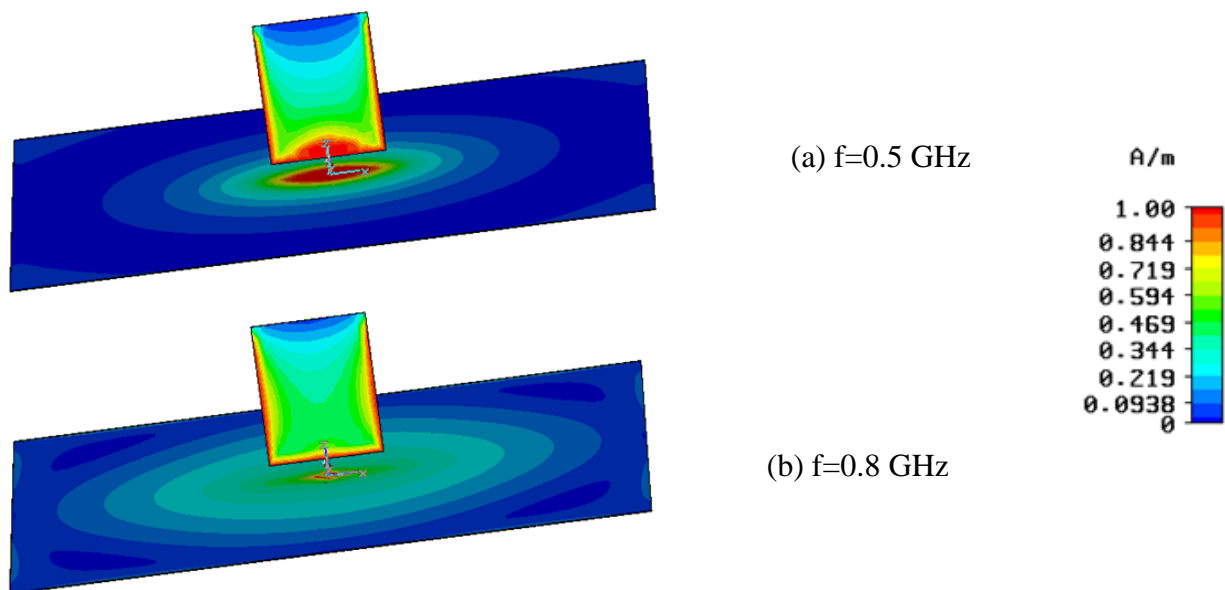


Figure II. 11: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation centrée (a) $f=0.5$ GHz (b) $f=0.8$ GHz

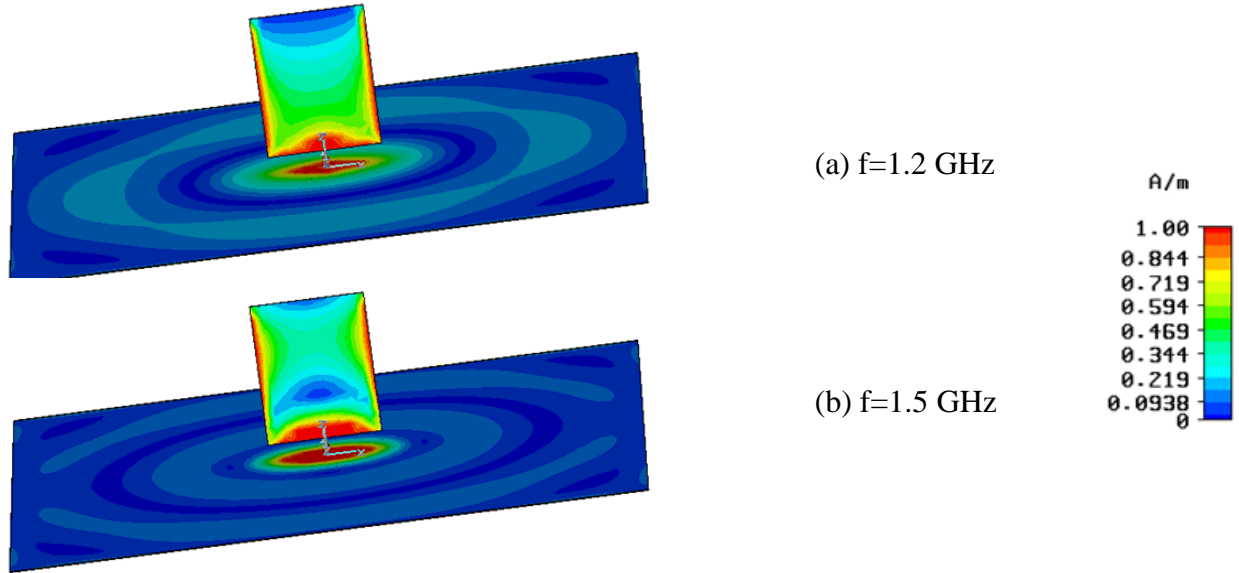


Figure II. 12: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation centrée (a) $f=1.2$ GHz (b) $f=1.5$ GHz

Comme le montrent ces figures, le courant est principalement distribué le long du côté du monopole aussi bien en basses qu'en hautes fréquences. Cela conduit à penser qu'en première approximation, un monopole large bande peut être approximé par un monopole rectangulaire filaire de mêmes dimensions.

2.3.1.2 Cas de l'alimentation décalée

La distribution du courant surfacique simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio d'un monopole rectangulaire avec une alimentation décalée est présentée sur les figures suivantes, pour différentes valeurs de fréquences 0.5 GHz, 1.2 GHz, 1.5 GHz, 2 GHz.

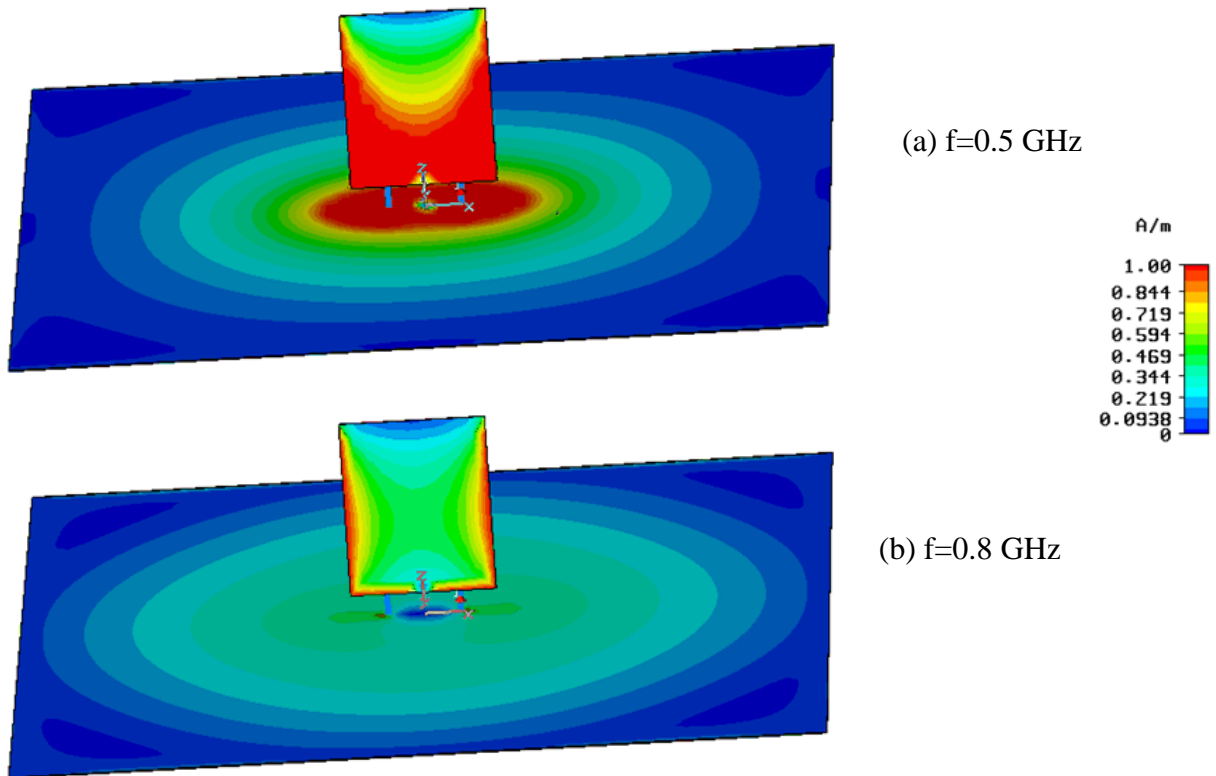


Figure II. 13: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation décalée (a) $f=0.5$ GHz (b) $f=0.8$ GHz

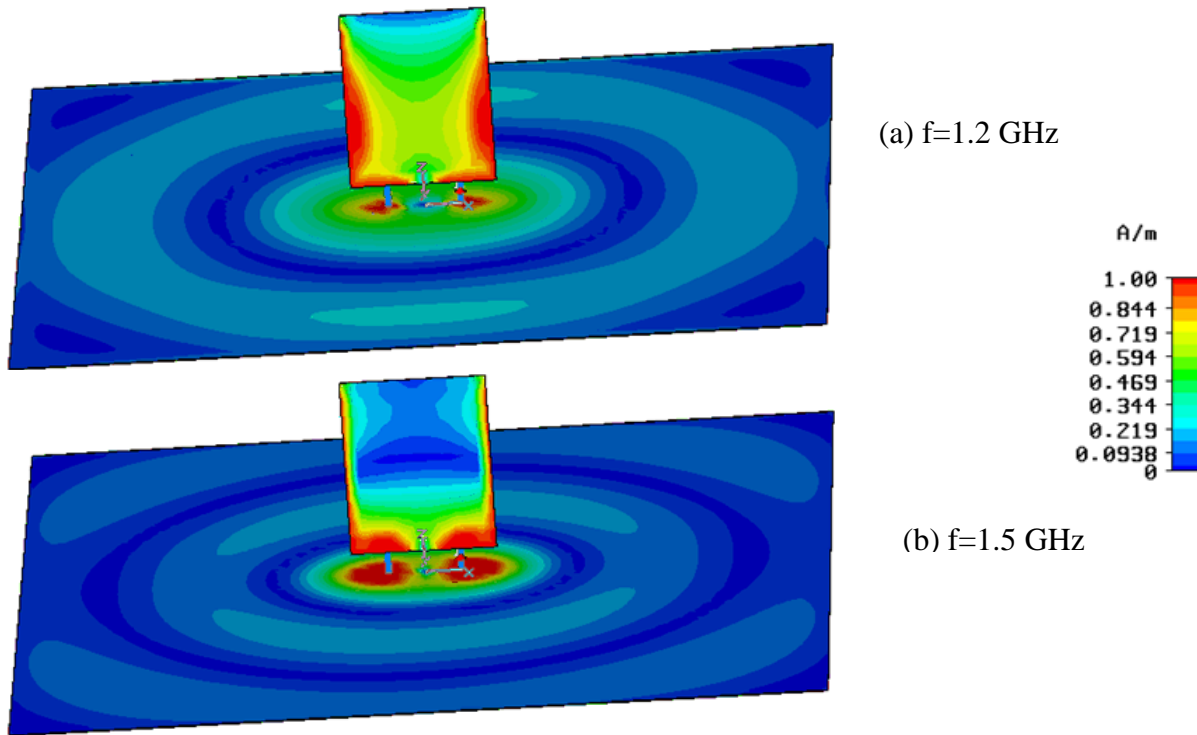


figure II. 14: Courant surfacique du monopole rectangulaire à alimentation décalée (a) $f=1.2$ GHz (b) $f=1.5$ GHz

Les courants sont principalement distribués le long des côtés du monopole et le long de l'alimentation, et ceci aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences. Par ailleurs, on remarque que, quand la fréquence augmente, on excite de nouveaux modes: à 0.5 GHz, puis à 1.2 GHz puis à 1.5 GHz. C'est la création de ces modes qui sont responsables de l'élargissement de la bande passante.

De même que précédemment, on peut (en première approximation) assimiler un monopole large bande à alimentation décalée à un monopole rectangulaire filaire de mêmes dimensions.

2.3.1.3 Conclusion

Il ressort de cette étude qu'un monopole rectangulaire, à alimentation décalée ou centrée, peut être remplacé en première approximation par une structure filaire plus légère que le monopole rectangulaire.

La figure II.15 présente les structures que nous allons étudier.

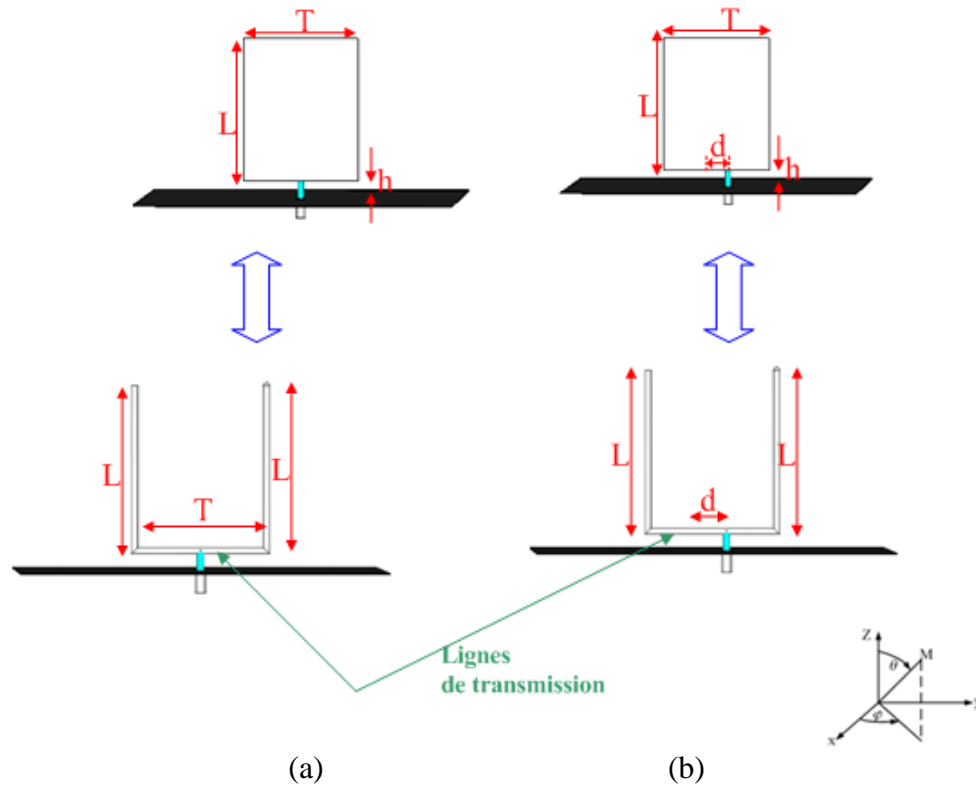


Figure II. 15: Simplification du monopole rectangulaire en un monopole filaire (a) alim centrée (b) alim décalée

On note comme précédemment :

- ❖ a le rayon de cette structure filaire, supposé fixe et égal à 1mm.
- ❖ L: longueur des brins rayonnants
- ❖ T: longueur de la ligne de transmission
- ❖ h: distance entre monopole et plan de masse
- ❖ X dimension du plan de masse, supposé infini ($X=1m$) pour des considérations d'adaptation de l'antenne.

2.3.2 Etude paramétrique du monopole rectangulaire filaire

Nous étudierons ici l'influence des différents paramètres géométriques qui gouvernent le coefficient de réflexion de l'antenne. Cette influence sera caractérisée par la valeur de l'impédance d'entrée. L'étude est effectuée pour un monopole à alimentation centrée ($d=0$).

2.3.2.1 Influence du paramètre L

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence de la hauteur du monopole sur son impédance d'entrée. Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $T=72$ mm, $h=11$ mm. Le paramètre L varie de 60 mm à 100 mm par pas de 20mm.

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

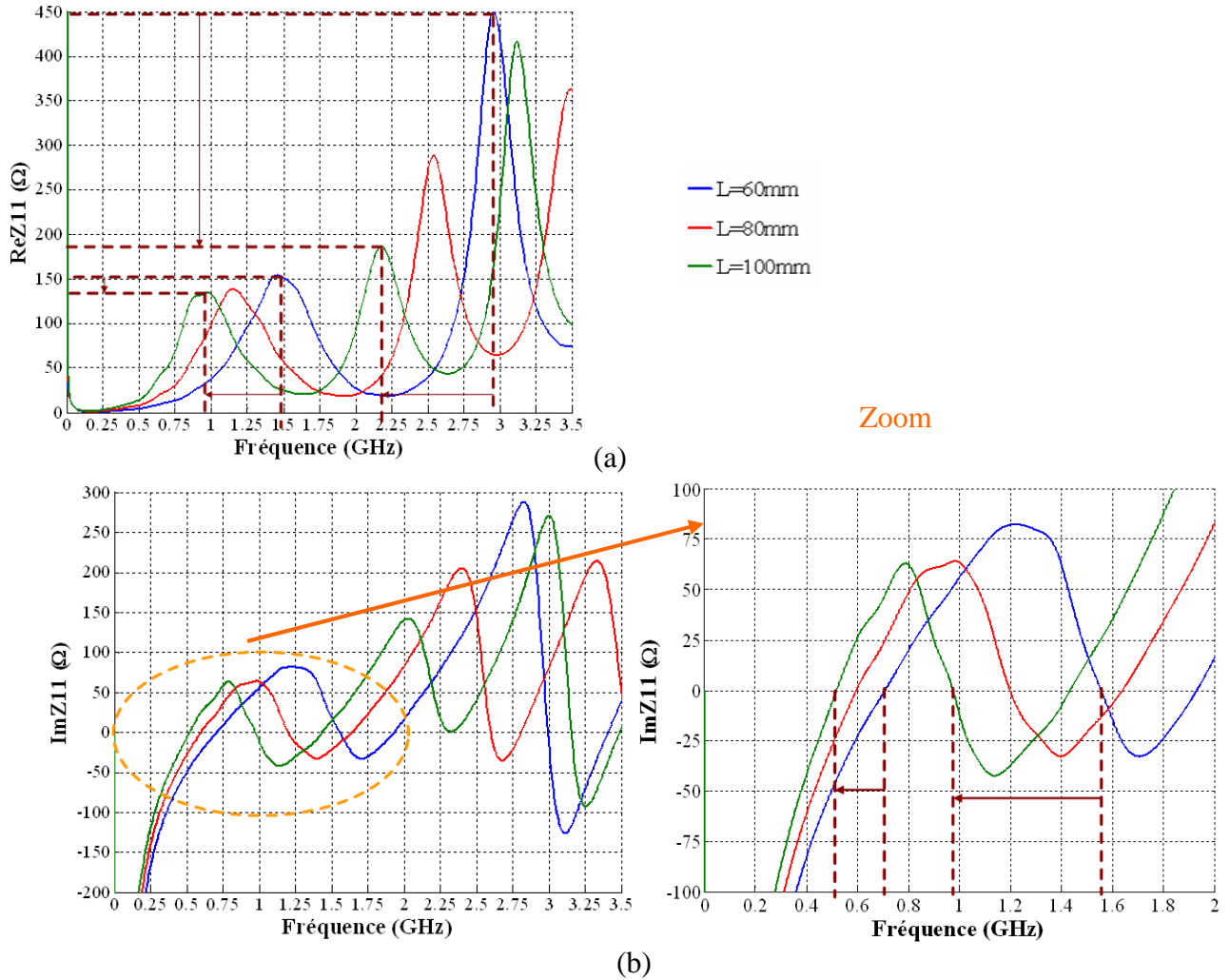


Figure II. 16: Impédance d'entrée en fonction du paramètre L (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Lorsque la hauteur du monopole filaire augmente, on constate que:

- ❖ L'amplitude du premier pic de résonance varie peu et sa position se décale vers les basses fréquences. Une augmentation d'un facteur 0.6 de la hauteur du monopole filaire entraîne une diminution d'un facteur 0.64 sur la position de la fréquence du premier pic de résonance (on passe de 1.4883 à 0.96 GHz).
- ❖ Sur le graphe de la partie réelle de l'impédance, on observe que l'amplitude de la seconde fréquence de résonance diminue et la fréquence de résonance parallèle se décale vers les basses fréquences. Une augmentation d'un facteur 0.6 de la hauteur entraîne une diminution d'un facteur de 0.7 sur la position de la fréquence du premier pic de résonance (on passe de 2.95 à 2.17 GHz).

Les variations de la hauteur de l'antenne ont un effet comparable à celui observé dans le cas du monopole carré, ce qui justifie a posteriori l'utilisation de la structure filaire. La fréquence basse d'adaptation d'un monopole filaire est principalement déterminée par sa hauteur.

2.3.2.2 Influence du paramètre T

Etudions à présent l'influence de la largeur du monopole sur son impédance d'entrée. Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $L=90$ mm, $h=11$ mm. Le paramètre T varie de 25 mm à 100 mm par pas de 25mm.

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

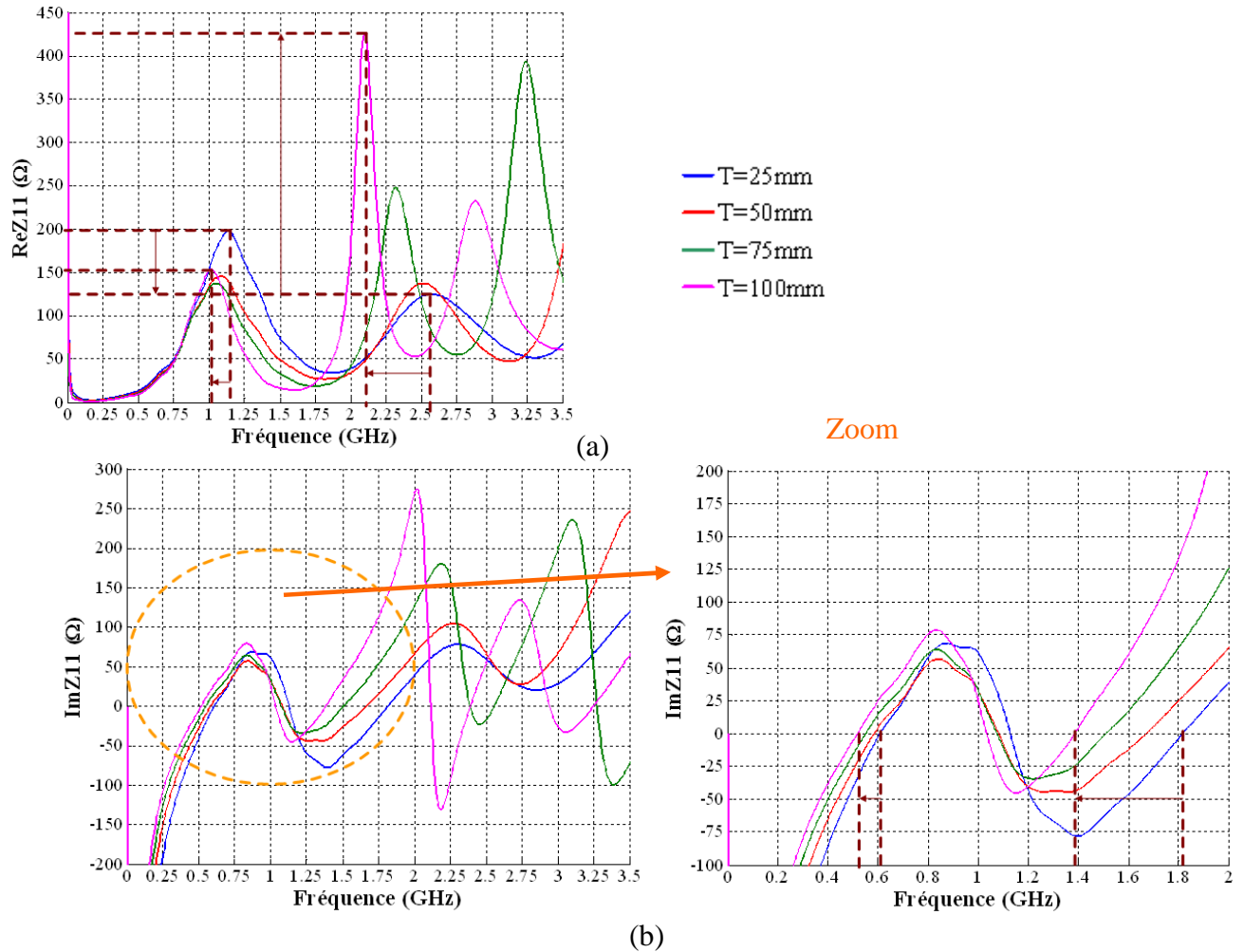


Figure II. 17: Impédance d'entrée en fonction du paramètre T (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On constate que :

- ❖ Quand la largeur du monopole filaire augmente, la position du pic de résonance se décale vers les basses fréquences : une augmentation d'un facteur 4 de la largeur entraîne un décalage de 10% de la fréquence (elle passe de 1.1 à 1 GHz) et son amplitude diminue d'un facteur 0.75.
- ❖ Quand la largeur augmente, la position du second pic de résonance se décale vers les basses fréquences et son amplitude augmente: Lorsque T augmente d'un facteur 4, l'amplitude du second pic est multipliée par 3 et sa fréquence se décale de 2.50 GHz à 2.12 GHz, c'est-à-dire d'un facteur de 1.13.
- ❖ On remarque par ailleurs que pour une largeur T de 25 mm, l'impédance varie de 30 à 177 Ω tandis que, pour une largeur T de 100 mm, l'impédance varie de 7 à 300 Ω . Cette variation d'impédance aura des conséquences importantes sur le coefficient d'adaptation de l'antenne.

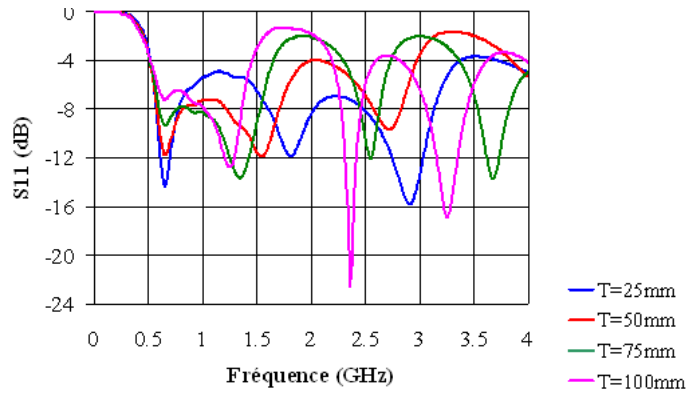


figure II. 18. Influence de T sur l'adaptation

Le paramètre T joue donc essentiellement sur la valeur de la fréquence de coupure haute et pour pouvoir maximiser la bande passante, il faut que T soit le plus petit possible. Ce paramètre contrôle d'une part le couplage entre les deux monopoles de l'antenne, et d'autre part l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire de longueur T finie.

2.3.2.3 Influence du paramètre h

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence du troisième paramètre qui caractérise la structure : la distance entre le monopole et le plan de masse. Les paramètres T et L restent fixes et égaux respectivement à 72 mm et à 90 mm et h varie de 8 mm à 14 mm par pas de 2 mm.

La figure II.19 représente l'évolution de l'impédance d'entrée (partie réelle et partie imaginaire) qui en résulte.

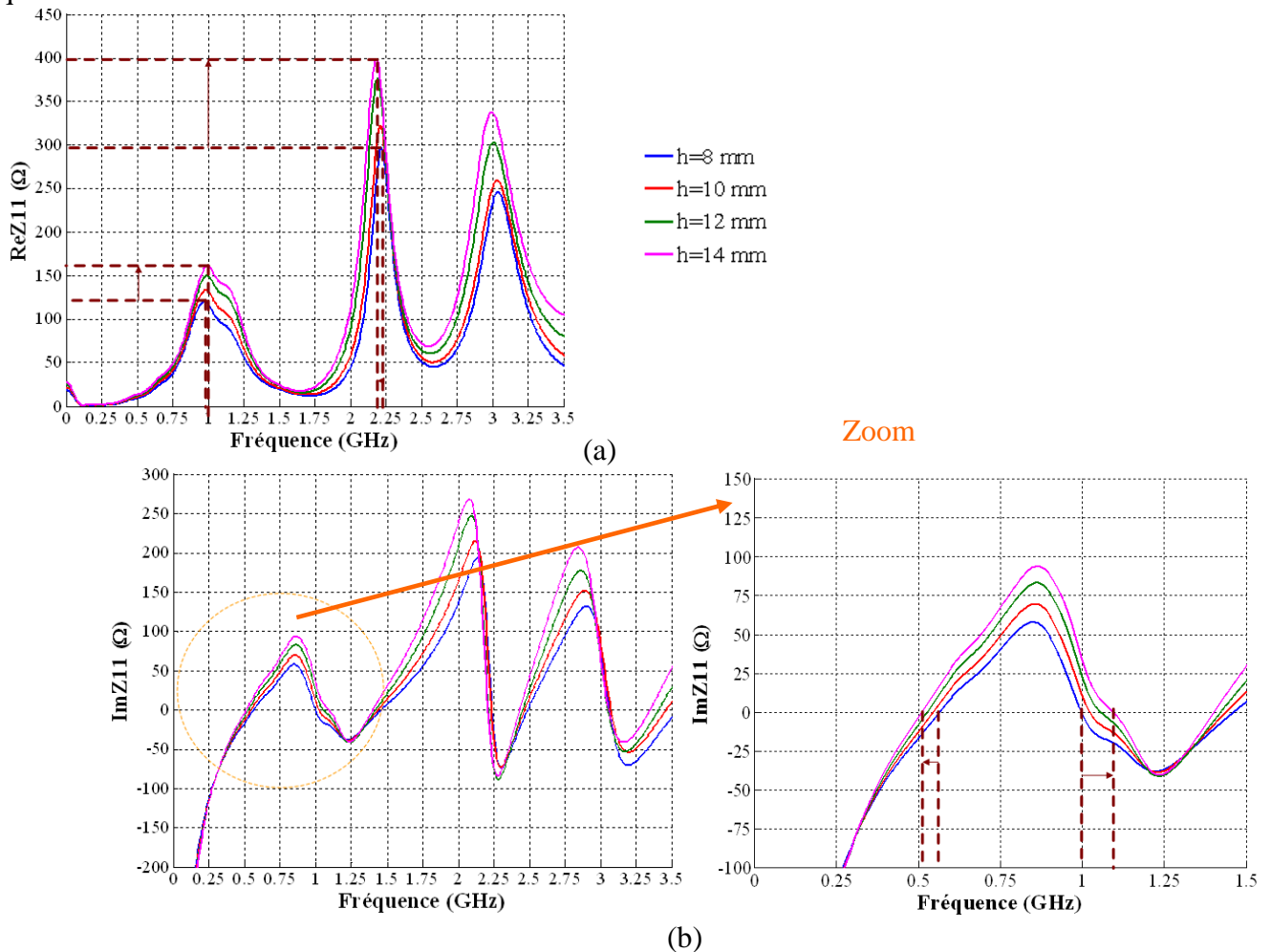


Figure II. 19: Impédance d'entrée en fonction du paramètre h (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Les figures II.19, montrent que :

- ❖ Sur le graphe de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, on remarque que quand la distance entre le monopole et le plan de masse augmente, la première fréquence de résonance série se décale vers les basses fréquences et la première fréquence de résonance parallèle se décale vers les hautes fréquences dans la même proportion.
- ❖ La partie réelle de l'impédance d'entrée voit l'amplitude des premier et second pics de résonance augmenter.

On retrouve l'effet classique de la distance entre le plan de masse et le monopole sur l'impédance d'entrée de l'antenne.

2.3.2.4 Influence du paramètre d

Nous présentons ici l'étude de l'avant dernier paramètre de la structure : le décalage de l'alimentation. Les autres paramètres restent constants et ont pour valeurs: $L=90$ mm, $T=72$ mm, $h=11$ mm. Le paramètre d varie de 0 mm à 16mm par pas de 4 mm.

L'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de d est présentée sur les figures II.20.

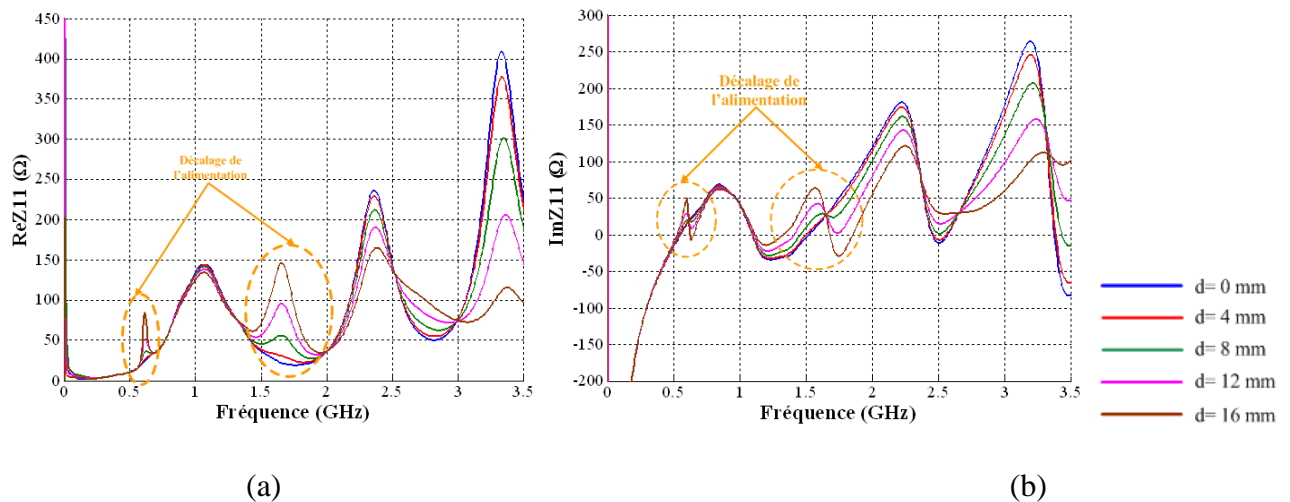


Figure II. 20: Impédance d'entrée en fonction du paramètre d (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On s'aperçoit que de nouveaux pics de résonance dûs au décalage de l'alimentation apparaissent sur toute la bande de fréquences,. Par ailleurs sur le graphe de la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne, l'amplitude des pics de résonance augmente à mesure que l'on s'éloigne du centre de l'antenne, autrement dit à mesure que la distance d augmente.

2.3.2.5 Conclusion

Il ressort de cette étude que :

- ❖ la fréquence basse d'adaptation est principalement déterminée par la hauteur du monopole filaire,
- ❖ les autres paramètres jouent essentiellement sur la fréquence de coupure haute.

Ces résultats ont été utilisés pour définir le monopole filaire rectangulaire optimisé: les paramètres obtenus sont les suivants: $L=90$ mm, $T=72$ mm, $h=11$ mm, $d=8$ mm dans le cas d'une alimentation décalée.

La figure ci-dessous représente le S_{11} de ces antennes et montre que l'antenne à alimentation non décalée couvre une bande de fréquences allant de 0.5-1.7 GHz pour $|S_{11}| < -5dB$. Quant à la seconde antenne, elle a une bande passante allant de 0.5-1.9 pour un $|S_{11}| < -5dB$

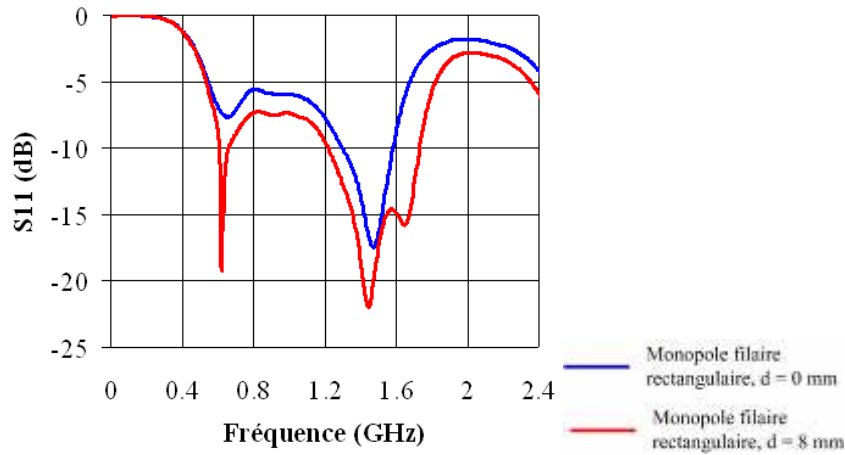


Figure II. 21: Adaptation du monopole filaire rectangulaire.

2.3.3 Caractéristiques de rayonnement

On suppose maintenant que le plan de masse est de dimension finie ($\lambda \times \lambda$) et que la longueur d'onde est calculée par rapport à la fréquence basse. Ces antennes ont été simulées à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. On a tracé les diagrammes dans les deux principaux plans de l'antenne: dans le plan H ($\theta = \pi/2$) et dans un plan E ($\varphi = 0$).

2.3.3.1 Etude du courant surfacique de l'antenne

Les figures ci-dessous présentent la distribution du courant surfacique du monopole filaire à alimentation centrée.

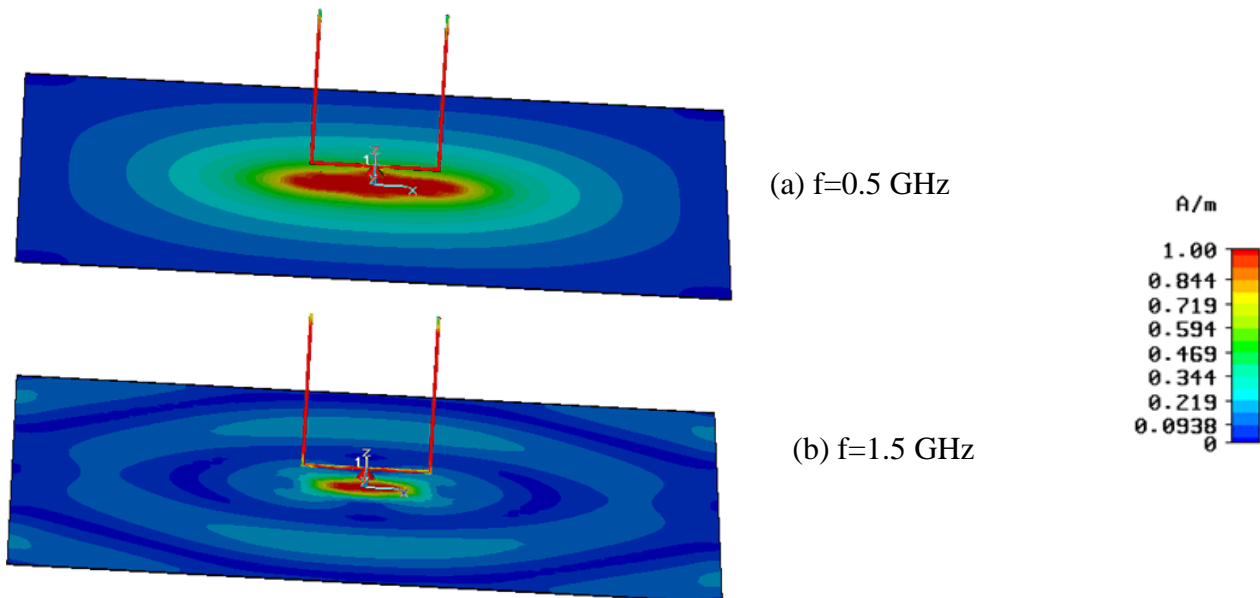


Figure II. 22: Courant surfacique du monopole filaire à alimentation centrée (a) $f = 0.5$ GHz (b) $f = 1.5$ GHz

On remarque que le courant surfacique est uniformément distribué sur l'antenne aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences.

Les figures ci-dessous présentent la distribution du courant surfacique I_z calculée pour le monopole rectangulaire et filaire. Les deux antennes sont alimentées par une alimentation centrée.

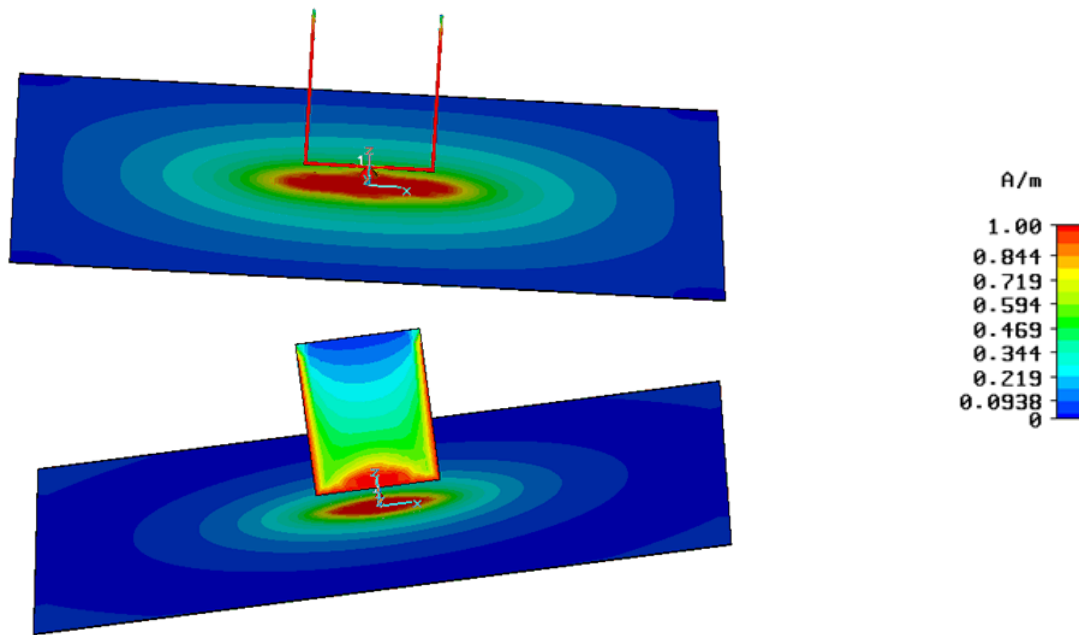


Figure II. 23: Comparaison des courants entre monopole rectangulaire et filaire ($f=0.5$ GHz).

La figure II.23 montre que le courant surfacique est distribué de la même façon pour les deux antennes. Ce résultat permet de justifier l'hypothèse que l'on a faite au début de ce paragraphe: on peut effectivement approximer un monopole rectangulaire par sa version filaire de mêmes dimensions.

2.3.3.2 Monopole à alimentation centrée

2.3.3.2.1 Plan H ($\theta=\pi/2$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire à alimentation centrée dans le plan H.

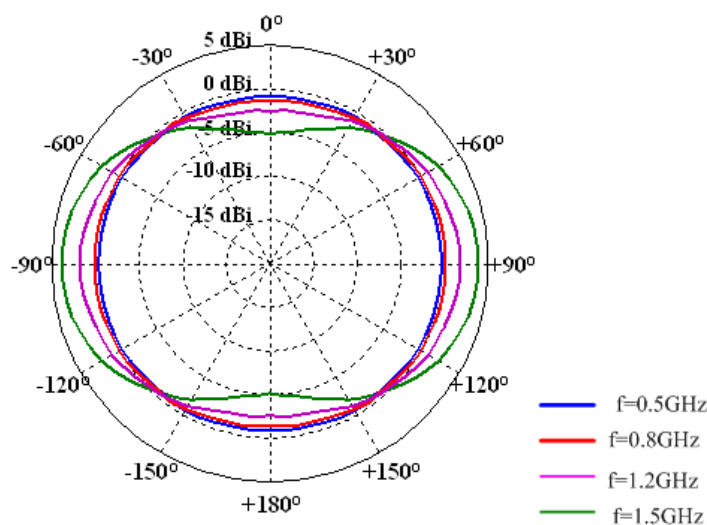


Figure II. 24: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation centrée.

Le diagramme de rayonnement de cette antenne reste omnidirectionnel sur une bande de 1 GHz. On note cependant une différence importante par rapport à l'antenne originale (monopole rectangulaire) à alimentation centrée : le gain varie très fortement sur toute sa bande de fonctionnement (On remarque des ondulations de l'ordre de 5 dBi).

2.3.3.2.2 Plan E ($\varphi=0^\circ$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire rectangulaire à alimentation centrée dans le plan E ($\varphi=0$) pour différentes valeurs de fréquences.

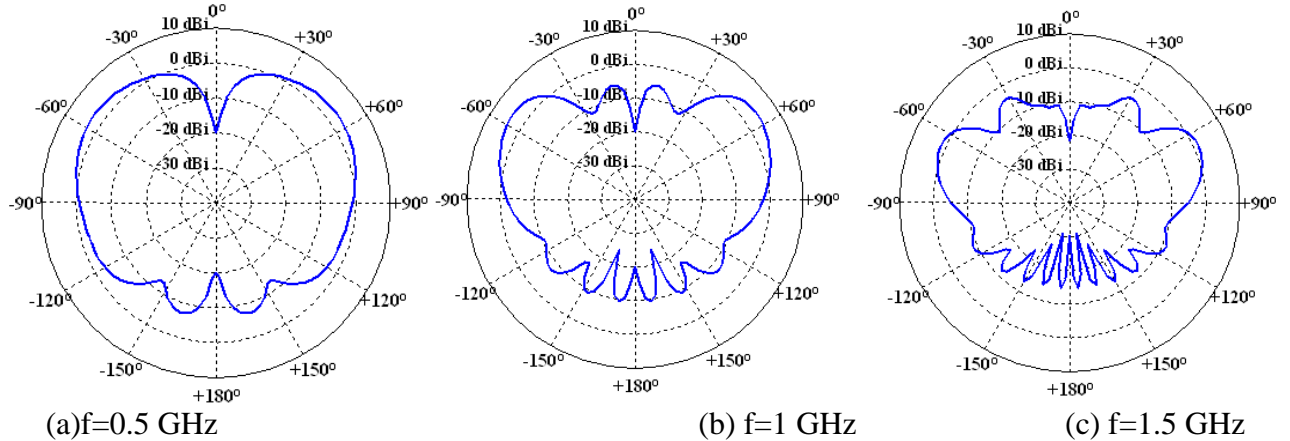


Figure II. 25: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$), alimentation centrée.

Par rapport au monopole rectangulaire à alimentation centrée, on note l'apparition de lobes secondaires de faibles amplitudes en hautes fréquences, à partir de 1 GHz.

2.3.3.3 Monopole à alimentation décalée

Cette fois-ci, on s'intéresse aux caractéristiques de rayonnement pour le monopole filaire à alimentation décalée ($d=8$ mm). Même si cette antenne a une bande passante légèrement supérieure à celle de l'antenne filaire à alimentation non décalée, ses caractéristiques de rayonnements vont être sensiblement différentes du fait du décalage de l'alimentation.

2.3.3.3.1 Plan H ($\theta=\pi/2$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire rectangulaire à alimentation décalée dans le plan H.

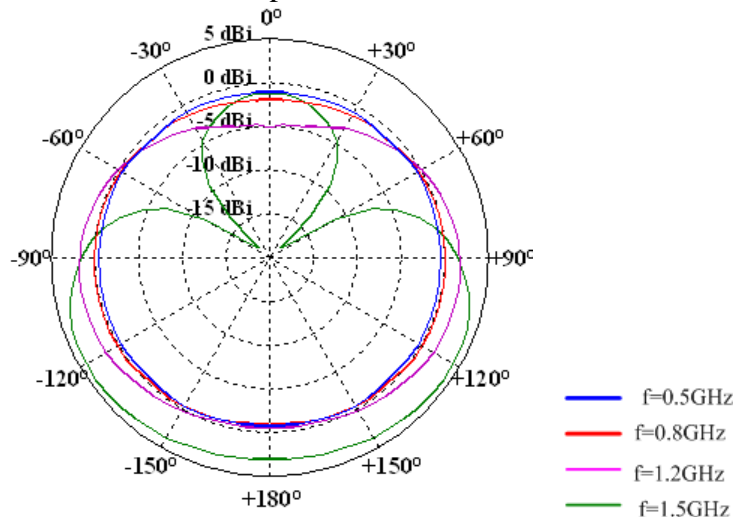


Figure II. 26: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$), alimentation décalée.

Pour l'antenne filaire à alimentation décalée, le diagramme de rayonnement ne reste pas omnidirectionnel aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences. Plusieurs raisons physiques peuvent expliquer la non stabilité du diagramme de rayonnement; d'une part l'alimentation décalée dissymétrise le diagramme de rayonnement en hautes fréquences et d'autre part l'équivalent de l'antenne

originale en modèle filaire favorise une répartition non symétrique des courants aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences.

2.3.3.3.2 Plan E ($\varphi=0$)

Représentons maintenant les diagrammes de rayonnement du monopole filaire rectangulaire à alimentation décalée dans le plan E ($\varphi=0$) pour 3 fréquences particulières.

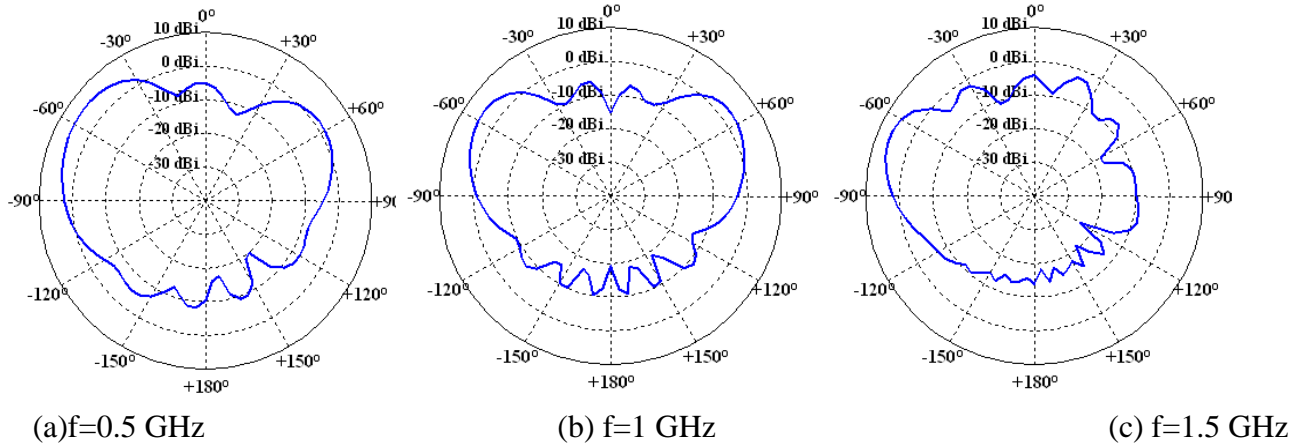


Figure II. 27: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$), alimentation centrée.

Par rapport à sa version non filaire (monopole rectangulaire à alimentation décalée), le diagramme de rayonnement est fortement perturbé, que l'on soit en basses fréquences ou en hautes fréquences, à cause du décalage de l'alimentation.

2.3.3.4 Conclusion

De l'étude précédente, on peut dégager les points principaux suivants :

- ❖ En termes d'adaptation, le monopole filaire rectangulaire présente des caractéristiques similaires à celles du monopole classique aussi bien pour une antenne à alimentation centrée que pour une antenne décalée.
- ❖ Le poids de l'antenne est sensiblement réduit par rapport à l'antenne originale.
- ❖ En termes de caractéristiques de rayonnement, même si l'antenne filaire à alimentation non décalée a les mêmes caractéristiques de rayonnement que le monopole initial (diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur toute sa bande de fonctionnement, diagramme de rayonnement dans le plan E peu déformé), le monopole filaire à alimentation décalée a des diagrammes de rayonnement non stables sur sa bande passante. Ceci est dû à deux effets: le décalage de l'alimentation et les courants linéiques non identiques qui dissymétrisent les diagrammes de rayonnement en hautes fréquences.

2.4 Monopole filaire replié: Antenne Ultra Large Bande dans la bande 0.5-2 GHz

Les deux antennes décrites précédemment présentent des bonnes caractéristiques en termes d'adaptation et de diagramme de rayonnement et peuvent être utilisées dans des applications Ultra Large Bande dans la bande 0.5-2 GHz. Leurs principales caractéristiques sont les suivantes:

- ❖ Une bande passante allant de 500 MHz à 1.6GHz pour un $|S_{11}| < -5dB$
- ❖ Un diagramme de rayonnement relativement stable sur leur bande de fonctionnement.

De plus, la version filaire du monopole rectangulaire ULB présente un autre atout intéressant pour son utilisation sur des terminaux : un poids relativement faible. Cependant, sa dimension transversale est trop importante et ne satisfait pas aux conditions du cahier des charges.

Nous allons donc nous attacher à réduire la largeur de cette antenne. Dans un premier temps, nous allons décrire les principales méthodes de miniaturisation qui peuvent être utilisées pour les antennes filaires. Puis à partir de cette revue, nous allons caractériser, en termes d'adaptation et de diagramme de rayonnement, l'effet de la miniaturisation sur le monopole rectangulaire filaire.

2.4.1 Techniques de miniaturisation des antennes filaires

2.4.1.1 Pliage de l'antenne

Une technique très simple consiste à plier l'antenne comme illustré sur la figure II.28

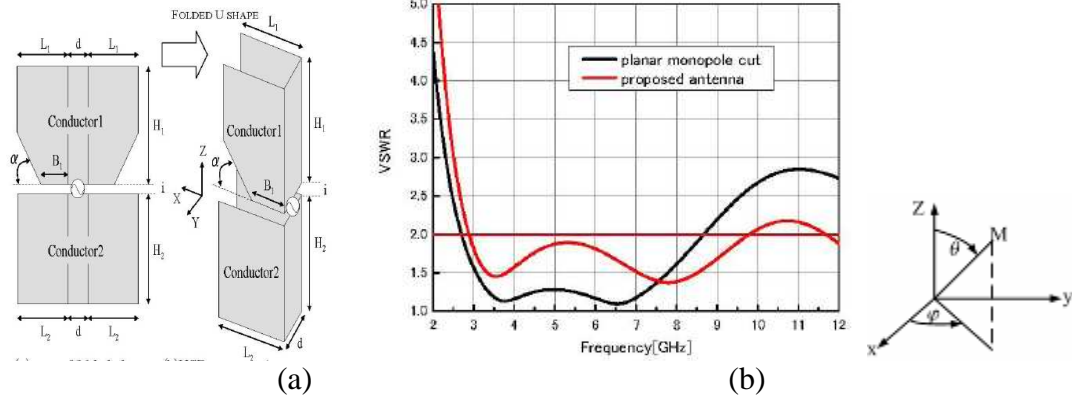


Figure II: 28(a) Antenne trapézoïdale ULB pliée (b) comparaison du ROS entre monopole simple et monopole plié [22].

La figure II.28a montre l'antenne originale et l'antenne repliée. L'antenne originale est un monopole trapézoïdal alimenté par une ligne micro ruban. Cette antenne est connue pour avoir une large bande passante. Pour diminuer sa taille, on plie l'antenne en forme de U. Comme le montre la figure II.28 b, si on fixe le $ROS < 2$, la fréquence basse d'adaptation se décale légèrement vers les basses fréquences et la seconde fréquence de résonance se décale vers les hautes fréquences ; il en résulte un élargissement significatif de la bande passante. Le décalage vers les basses fréquences peut s'expliquer très facilement : en basses fréquences, une antenne est équivalente à une capacité statique proportionnelle, entre autres, à l'aire de l'antenne. La capacité statique de l'antenne repliée étant plus grande que celle de l'antenne initiale, la fréquence basse d'adaptation se décale vers les basses fréquences si on plie une antenne.

Cette technique a, entre autres, permis de réaliser une clef USB incorporant une antenne de bande passante 7 GHz pour un $|S_{11}| < -10dB$ [22].

2.4.1.2 Utilisation de méandres et de fractales

Un autre moyen permettant de miniaturiser une antenne consiste à modifier globalement la structure de l'antenne par l'utilisation de méandres ou de fractales [23], [24]. En effet en méandrant un simple monopole, on augmente, à volume constant, la longueur des fils, les fréquences de résonance se déplacent donc vers les basses fréquences. Les fractales sont connues comme étant des structures qui ont la propriété de pouvoir remplir complètement un espace donné. Les figures suivantes représentent un monopole simple de hauteur 6 cm et ses itérations soit en méandrant (II.29 (a)), soit en utilisant des fractales de types Koch (II.29 (b)).

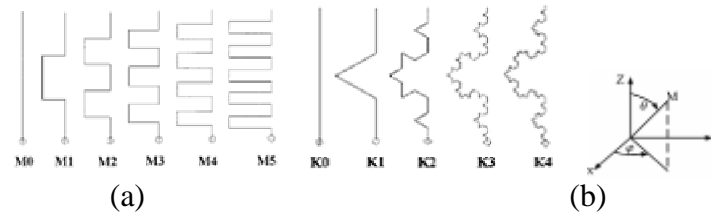


Figure II. 29: (a) Monopole filaire à méandres (b) Monopole fractal de type koch.

La figure ci-dessous représente une comparaison des adaptations entre le monopole initial (M0) et la première itération en méandre (M1)

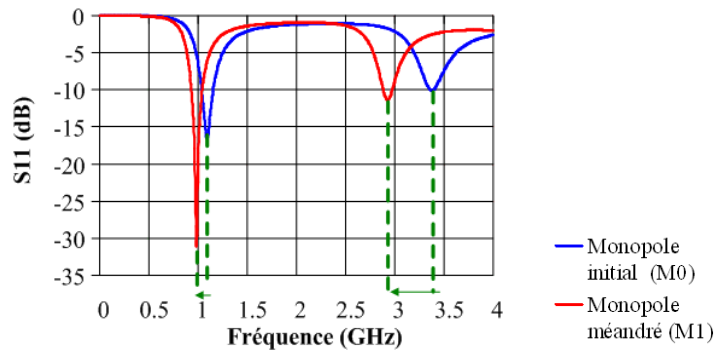


Figure II. 30: Comparaison des adaptations entre M0 et M1.

Quand on méandre une fois le monopole initial, sa longueur passe de 6 cm à 8 cm, sa fréquence de résonance se décale vers les basses fréquences et passe de 1.1 GHz à 987 MHz. En contre partie, la bande passante -10 dB est plus faible pour un monopole méandré que pour le monopole initial. On retrouve ici, le compromis, déjà rencontré précédemment entre la bande passante d'une antenne et sa taille.

Le tableau II.2 résume les résultats en termes de fréquences de résonance, de résistance de rayonnement, de bande passante à -10 dB pour plusieurs itérations de méandres.

Antenna	Total Wire Length (cm)	Resonant Frequency (MHz)	Radiation Resistance (Ohms)	2:1 SWR Bandwidth (%)
M0	6	1201	35.8	8.35
M1	8	989.7	23.9	5.55
M2	10.67	809.5	16.3	3.73
M3	14.22	666.2	11.1	2.5
M4	18.96	544	7.7	1.67
M5	25.28	446.2	5.3	1.09

Tableau II. 2: Tableau récapitulatif des propriétés (diminution, bande passante) des antennes méandres.

2.4.1.3 Utilisation d'éléments localisés ou distribués

Hormis les techniques de méandres et de fractale, il existe une autre technique utilisée pour miniaturiser une antenne filaire: C'est l'utilisation d'éléments localisés ou distribués.

- ❖ **Eléments localisés (inductances et capacités):** Habituellement, pour miniaturiser un monopole, on utilise une inductance positionnée soit en haut du monopole, au milieu ou encore au niveau de l'alimentation. On peut rajouter une capacité en parallèle sur l'inductance, ce qui permet d'annuler l'effet de l'inductance en hautes fréquences. La figure ci-dessous représente le schéma d'un monopole chargé par une impédance générique (inductance, réseau d'adaptation large bande, etc).

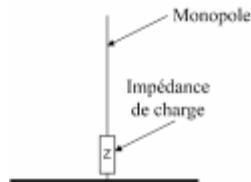


Figure II. 31: Miniaturisation avec éléments localisés.

Le principal inconvénient lié à cette technique est une réduction de l'efficacité de l'antenne. En effet, aux fréquences qui nous intéressent (aux alentours du GHz), les inductances ont des facteurs de qualité relativement faibles (10-20), ce qui implique l'ajout d'une résistance série supplémentaire relativement forte, résistance qui a pour effet de dégrader l'efficacité de l'antenne.

- ❖ **Éléments distribués** (tronçons de lignes, lignes de transmission): Un autre moyen permettant de miniaturiser une antenne filaire est d'utiliser des tronçons de lignes (stubs). Les dimensions de ces tronçons sont calculées pour une fréquence particulière et leur ajout n'affecte pas l'efficacité de l'antenne. Par contre, les tronçons de lignes étant des éléments à bande étroite, on constate en général une réduction de la bande.

2.4.1.4 Éléments de conclusion

Dans ce paragraphe, nous avons décrit différentes techniques qui sont couramment utilisées pour miniaturiser des antennes filaires : Pliage, méandre/fractale, utilisation d'éléments localisés/distribués. Chacune de ces méthodes présente des avantages et inconvénients qui sont résumés dans le tableau II.3

	Avantages	Inconvénients
Pliage	Méthode simple de miniaturisation d'une antenne	Possibilité de déformation pour les diagrammes de rayonnement
Méandre/Fractales	Diminution significative de la taille (par rapport au monopole initial)	Difficulté de fabrication industrielle pour des antennes filaires
Éléments localisés (réseaux d'adaptation)	Conception facilitée: formules analytiques existantes pour la conception du circuit.	Diminution de l'efficacité (facteur de qualité des inductances faibles pour la bande de fréquences 0.5-2 GHz)
Éléments distribués (tronçons de lignes)	Conception précise des tronçons de lignes. Dimensions précises calculée à une fréquence particulière	Diminution de la bande passante Diagrammes de rayonnement déformés

Tableau II. 3: Avantages et inconvénients des méthodes de miniaturisation des antennes filaires.

Notre principale préoccupation, à ce stade, est de diminuer la dimension transversale du monopôle filaire rectangulaire. La méthode qui paraît la plus facile à mettre en œuvre et qui ne perturbe pas trop les caractéristiques fréquentielles (adaptations et diagramme de rayonnement) est la technique de pliage. La technique des méandres risque d'entraîner des déformations importantes du diagramme de rayonnement. La suite de ce paragraphe sera donc consacrée à la configuration pliée du monopôle filaire.

2.4.2 Monopôle filaire replié

L'antenne que l'on va caractériser dans la suite de ce travail est schématisée sur la figure II.32. Par simple pliage de l'antenne filaire ULB, on obtient la configuration suivante:

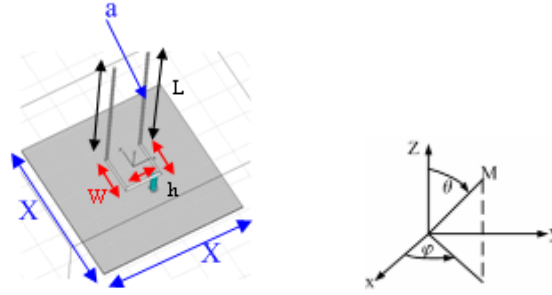


Figure II. 32: Antenne filaire repliée en configuration monopole.

Comme pour les antennes précédemment étudiées, on note:

- ❖ L: La longueur des brins rayonnants du monopole
- ❖ W la longueur de la ligne de transmission en forme de U:(par rapport à l'antenne filaire, on a $T=3W$)
- ❖ h: la distance entre le plan de masse et le monopole
- ❖ a: le rayon des brins rayonnants ainsi que celui de la ligne de transmission
- ❖ X: dimension du plan de masse

Les paragraphes suivants sont consacrés à l'étude paramétrique de ce monopole, puis à l'étude de ses caractéristiques de rayonnement.

2.4.2.1 Etude paramétrique de l'antenne

Dans cette partie, nous allons étudier l'influence des différents paramètres géométriques qui gouvernent le coefficient de réflexion de l'antenne. Cette influence sera caractérisée par la valeur de l'impédance d'entrée. L'étude est effectuée pour un monopole à alimentation centrée.

2.4.2.1.1 Influence de la longueur du brin rayonnant

Nous allons d'abord étudier l'influence de la longueur des brins rayonnants sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $W=30\text{mm}$, $h=11\text{mm}$, $a=1\text{mm}$, $d=0$. Le paramètre L varie de 70 mm à 100 mm par pas de 10mm.

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

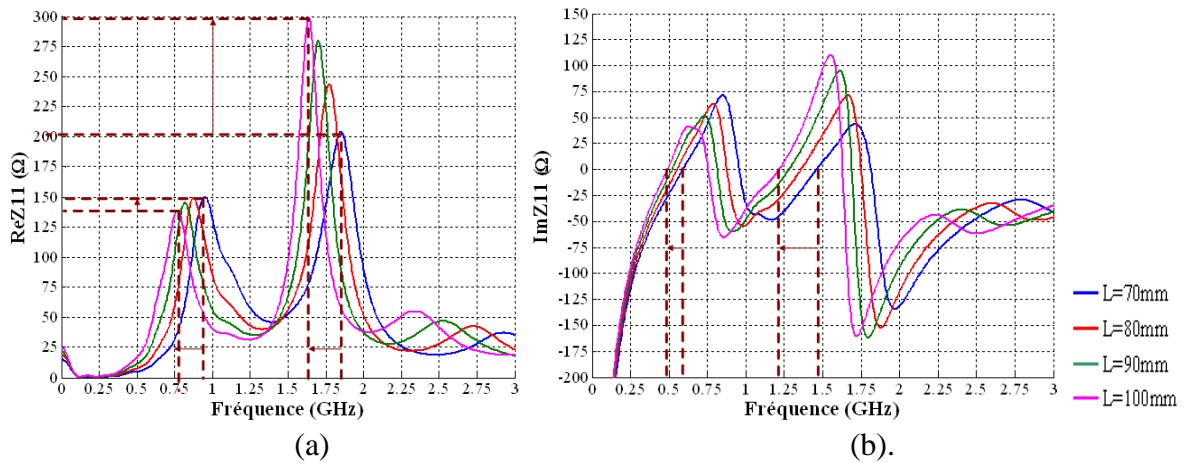


Figure II. 33: Impédance d'entrée en fonction du paramètre L (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Lorsque la hauteur du monopole filaire augmente, on constate que:

- ❖ Sur le graphe de la partie imaginaire de l'impédance d'entrée, les fréquences de résonance série se décalent vers les basses fréquences.
- ❖ Sur le graphe de la partie réelle de l'impédance d'entrée, les pics de résonance se décalent vers les basses fréquences.
- ❖ Si la hauteur diminue d'un facteur de 0.7, la première fréquence de résonance diminue d'un facteur 0.7 (passant de 0.95 GHz à 0.67 GHz).

Autrement dit, lorsque la hauteur du monopole augmente, l'ensemble de la courbe de l'impédance d'entrée (partie réelle et partie imaginaire) se décale vers les basses fréquences: Le comportement du monopole est donc le même quelle que soit la hauteur à un facteur d'échelle près. On retrouve l'effet de la hauteur d'un monopole simple sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Tout comme dans le cas des deux antennes précédemment étudiées, la fréquence basse d'adaptation d'un monopole filaire replié est principalement déterminée par sa hauteur.

2.4.2.1.2 Influence de la largeur de la ligne de transmission

Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $L=90$ mm, $h=11$ mm. Le paramètre W varie de 20 mm à 50 mm par pas de 10 mm.

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

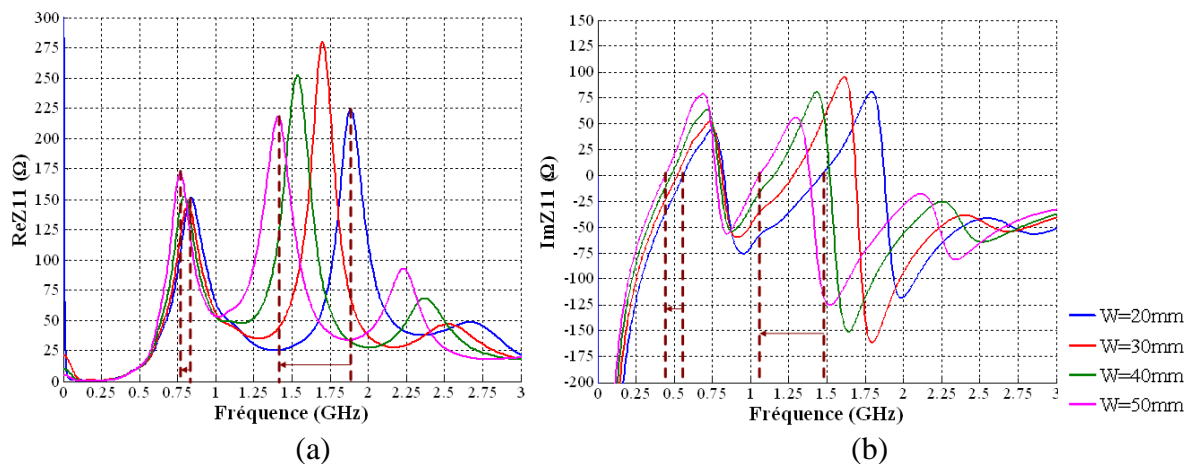


Figure II. 34: Impédance d'entrée en fonction du paramètre W (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

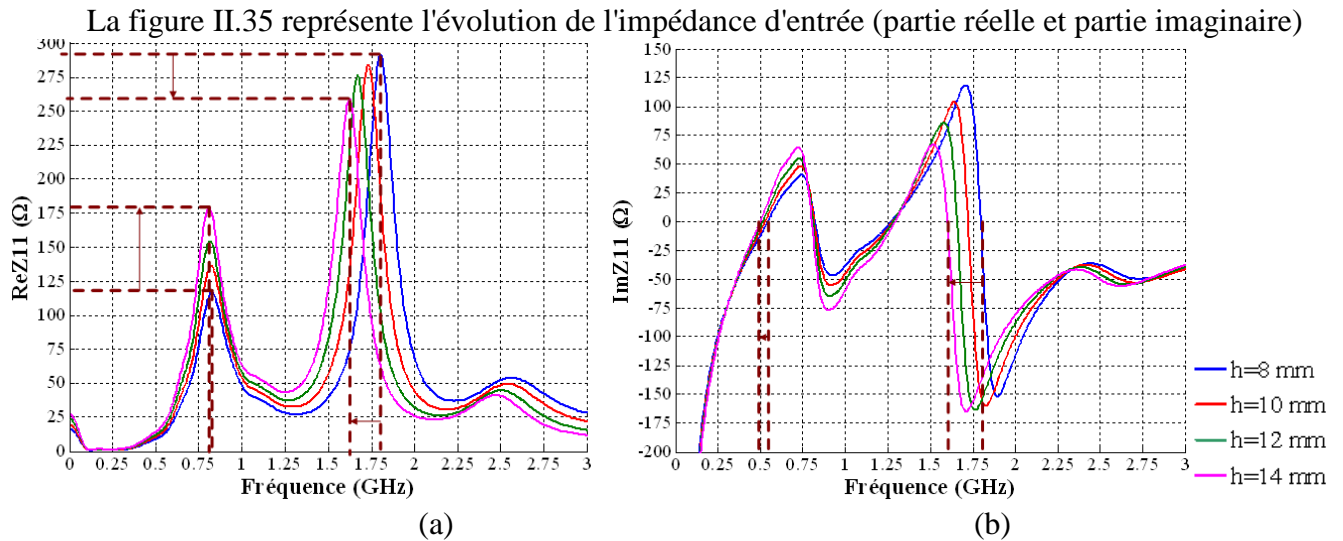
Sur le graphe de la partie réelle de l'impédance d'entrée, on constate que:

- ❖ La position du premier pic de résonance se décale légèrement vers les basses fréquences si le paramètre W augmente. De la même façon, son amplitude augmente légèrement.
- ❖ Si le paramètre W augmente, la position du second pic de résonance se décale vers les basses fréquences et de façon plus marquée que pour la position du premier pic de résonance.
- ❖ Ainsi, si le paramètre W augmente d'un facteur 2.5, la position de la première fréquence de résonance se décale d'un facteur de 1.1 vers les basses fréquences tandis que la position de la seconde fréquence de résonance se décale d'un facteur 1.7 aussi vers les basses fréquences.

Le paramètre W joue donc essentiellement sur la valeur de la fréquence de coupure haute et pour pouvoir maximiser la bande passante, il faut que W soit le plus petit possible. Deux phénomènes physiques peuvent expliquer le comportement du paramètre W : d'une part le couplage qui existe entre les deux monopoles de l'antenne, et d'autre part la longueur de la ligne de transmission en forme de U.

2.4.2.1.3 Influence de la distance entre le plan de masse et le monopole

Ce paragraphe est consacré à l'étude de l'influence du troisième paramètre qui caractérise la structure : la distance entre le monopole et le plan de masse. Les paramètres W et L restent fixes et égaux respectivement à 30mm et à 90 mm et la variable h varie de 8 mm à 14 mm par pas de 2 mm.



Les principales remarques que l'on peut faire sont les suivantes :

- ❖ Sur le graphe de la partie réelle de l'impédance d'entrée : l'amplitude des pics de résonance augmente avec la distance monopole-plan de masse. Ainsi, pour une hauteur qui augmente d'un facteur 1.75, l'amplitude de la première fréquence de résonance parallèle est multipliée par un facteur de 1.75.
- ❖ Le graphe de la partie imaginaire de l'impédance montre que la première fréquence série se décale du même facteur vers les basses fréquences.
- ❖ Pour la même variation de la hauteur, la partie réelle de l'impédance voit l'amplitude du second pic de résonance diminuer d'un facteur de 1.1 et la position du pic se décale vers les basses fréquences du même facteur.

Ce paramètre peut être expliqué physiquement de deux façons: Premièrement, on retrouve l'effet classique de la distance entre le plan de masse et un monopole. Ensuite, comme on le verra lors de l'étude de la modélisation analytique de cette antenne, l'impédance caractéristique (Z_c) de la ligne bifilaire est proportionnelle à ce paramètre (plus h augmente, plus Z_c augmente)

2.4.2.1.4 Influence du décalage de l'alimentation

Nous présentons ici l'étude du dernier paramètre de la structure : On note d le décalage de l'alimentation par rapport au centre de l'antenne. Les autres paramètres restent constants et ont pour valeurs: $L=90$ mm, $W=30$ mm, et $h=11$ mm. Le paramètre d varie de 0 mm à 9 mm par pas de 3 mm.

L'évolution de l'impédance d'entrée pour différentes valeurs de d est présentée sur la figure II.36.

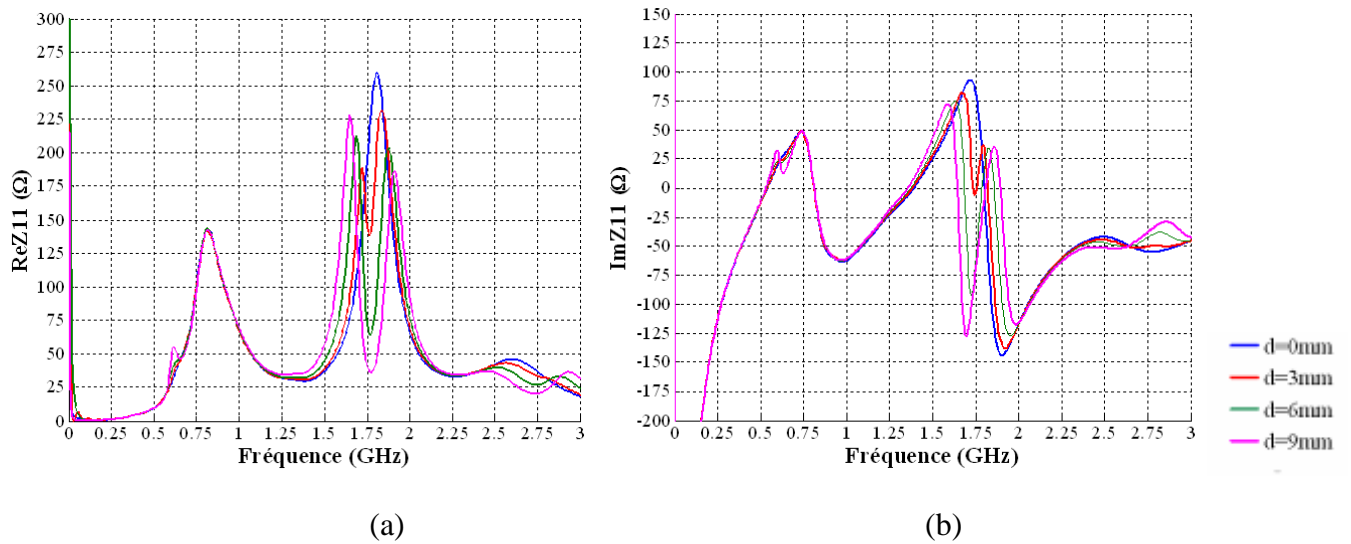


Figure II. 36: Impédance d'entrée en fonction du paramètre d (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Lorsque la distance entre le centre de l'antenne et l'alimentation augmente, on constate que de nouvelles fréquences de résonance apparaissent sur toute la bande de fréquences. A mesure que d augmente, la bande passante augmente pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$.

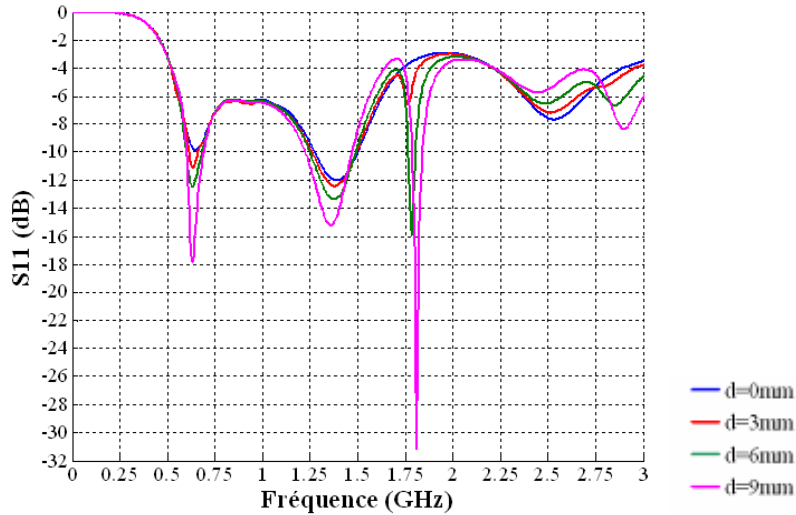


Figure II. 37: Influence du paramètre d sur le S_{11} du monopole filaire replié.

2.4.2.1.5 Conclusion

Cette étude paramétrique, montre que :

- ❖ la fréquence basse d'adaptation est principalement déterminée par la hauteur du monopole filaire replié, les paramètres h et d contrôlent la fréquence de coupure haute.
- ❖ Le paramètre d permet d'augmenter la bande passante.

Ces résultats ont été utilisés pour optimiser la structure filaire : les paramètres optimisés sont les suivants: $L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$, $h=11\text{mm}$, $d=4\text{ mm}$ pour le cas d'une alimentation décalée.

La figure II.38 représente le S_{11} de ces antennes et montre que l'antenne à alimentation centrée couvre une bande de fréquences allant de 0.55-1.5 GHz pour $|S_{11}| < -5\text{dB}$. Quant à la seconde antenne (alimentation décalée), elle a une bande passante allant de 0.5-1.9 pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$.

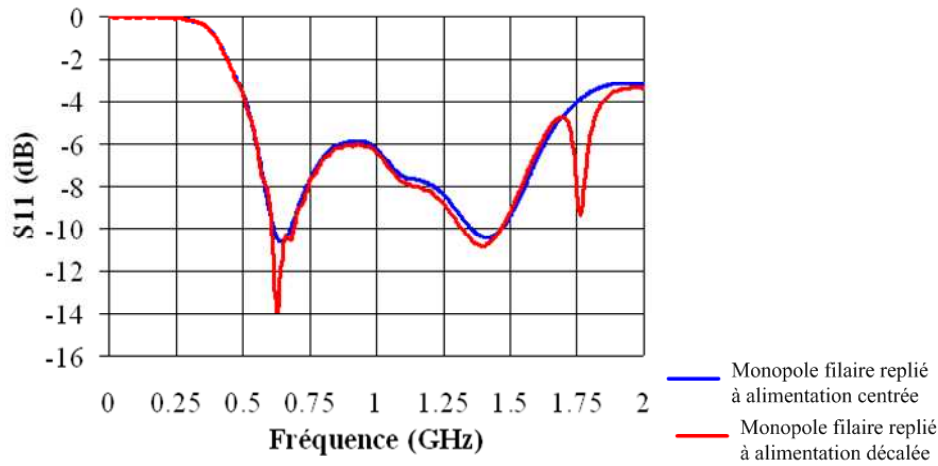


Figure II. 38: Adaptation de l'antenne filaire repliée.

2.4.2.2 Caractéristiques de rayonnement

On va maintenant s'intéresser aux caractéristiques de rayonnement du monopole filaire replié. Le plan de masse a pour dimension 600mm×600mm, ce qui correspond à l'indépendance du plan de masse pour l'impédance d'entrée de l'antenne. Comme précédemment, l'antenne a été simulée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio.

2.4.2.2.1 Etude du courant surfacique du monopole filaire replié

Avant de déterminer les caractéristiques de rayonnement de l'antenne, regardons la distribution du courant surfacique du monopole filaire replié à alimentation centrée. On suppose que le plan de masse est infini.

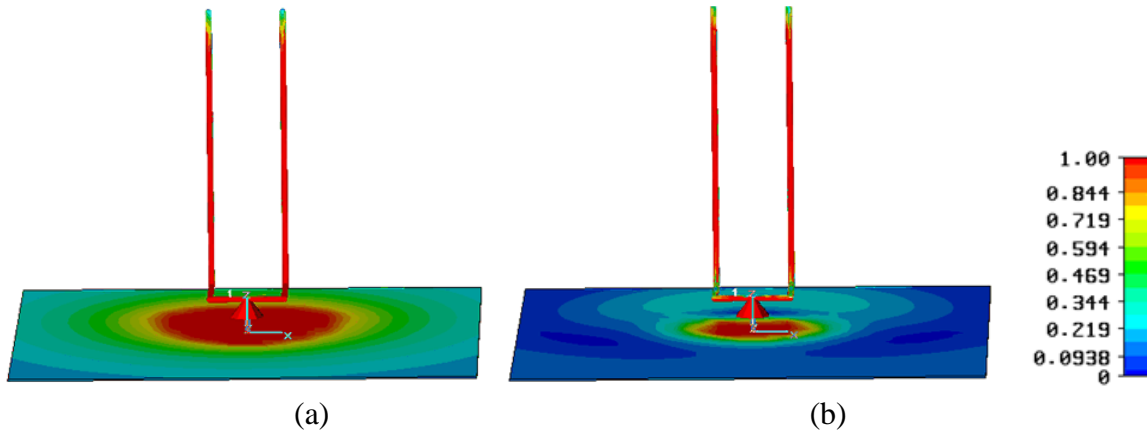


Figure II. 39: Courant surfacique du monopole filaire replié (a) $f=0.5$ GHz, (b) $f=1.5$ GHz.

On remarque sur les figures II.39, aussi bien en basses fréquences qu'en hautes fréquences, le courant est uniformément distribué, ce qui tend à montrer que le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié dans le plan H restera omnidirectionnel sur toute sa bande de fonctionnement.

2.4.2.2.2 Plan H ($\theta=\pi/2$)

La figure II.40 représente le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié avec une alimentation centrée dans le plan H ($\theta=\pi/2$) pour différentes valeurs de la fréquence.

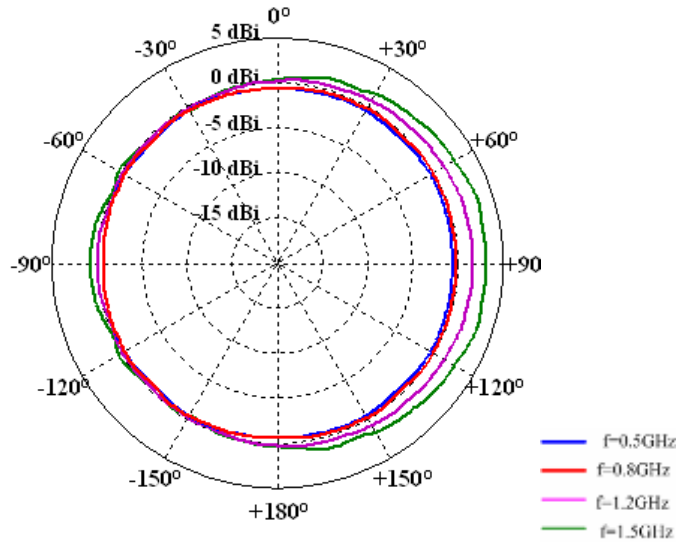


Figure II. 40: Diagramme de rayonnement dans le plan H ($\theta=\pi/2$)

Le diagramme de rayonnement de l'antenne filaire repliée reste omnidirectionnel sur toute la bande de fonctionnement même si, vers les hautes fréquences, on observe une légère déformation entre 0 et $\pi/2$. Ceci est dû au fait que l'antenne n'a pas une symétrie de révolution parfaite.

2.4.2.2.3 Plan E ($\varphi=0$)

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié avec une alimentation centrée dans le plan E ($\varphi=0$) pour trois fréquences particulières

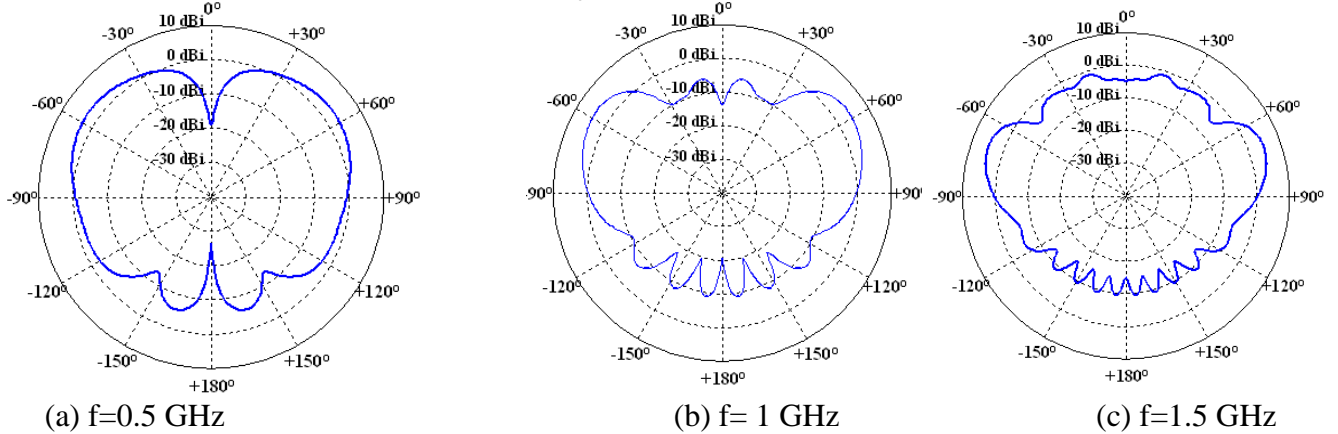


Figure II. 41: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\varphi=0$) (a) $f=0.5\text{ GHz}$ (b) $f=1\text{ GHz}$ (c) $f=1.5\text{ GHz}$

En basses fréquences, le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié reste directif et l'ouverture angulaire à 3 dB est quasiment constante. Par contre des lobes secondaires apparaissent en hautes fréquences, mais ils sont de faible amplitude.

2.4.2.2.4 Influence du plan de masse

La figure ci-dessous présente l'influence des dimensions du plan de masse sur le gain dans le plan H ($\theta=\pi/2$, $\varphi=\pi/2$) et sur l'adaptation de l'antenne filaire repliée où X est la dimension du plan de masse (cf figure II.32).

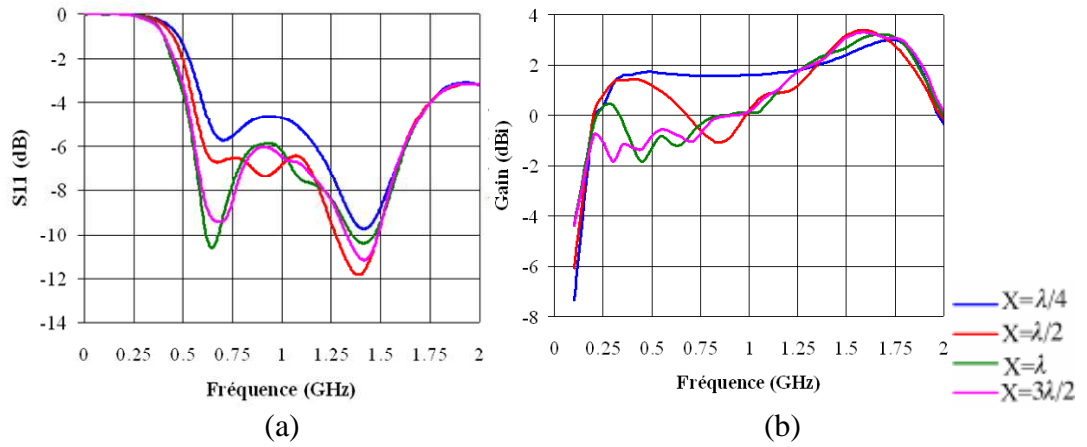


Figure II. 42: Influence du plan de masse (a) adaptation de l'antenne (b) gain ($\theta=\pi/2$, $\phi=\pi/2$).

On rappelle que l'antenne fonctionne entre 0.55 GHz et 1.6GHz pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$. Comme, on peut le voir sur la figure II.42b, l'adaptation est indépendante de la dimension du plan de masse à partir d'une longueur égale à 600mm, ce qui correspond à une longueur d'onde. Par contre, il n'existe pas de relation simple entre la dimension du plan de masse et les diagrammes de rayonnement. On observe des comportements en gain très différents aussi bien pour un plan de masse de dimension très inférieure à $\lambda/4$ (la longueur d'onde est calculée par rapport à la fréquence basse) que pour celui dont la dimension est supérieure à λ . Ceci est dû à la présence de rayons qui se diffractent, quel que soit la dimension du plan de masse.

2.5 Comparaison entre les trois types d'antennes pour l'ULB en bande basse

Dans les paragraphes précédents, on a caractérisé trois types d'antennes permettant de couvrir la partie du spectre (0.2-2GHz) de l'Ultra Large Bande: le monopole rectangulaire large bande, sa version filaire et enfin l'antenne filaire repliée.

Ces trois antennes sont équivalentes en termes d'adaptation, comme le montre la figure II.43. Pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$, c'est le monopole filaire replié qui couvre la plus large bande passante.

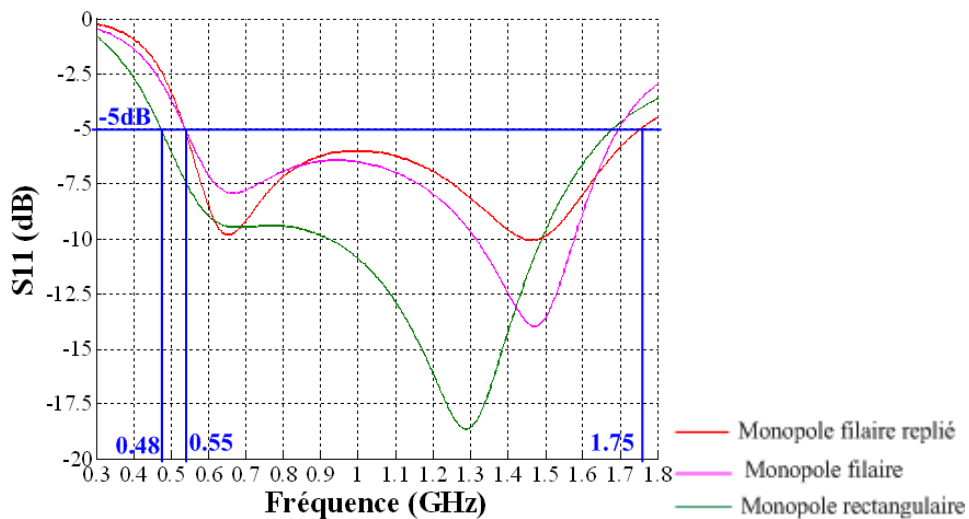


Figure II. 43: Adaptation des trois types d'antennes.

En ce qui concerne leurs diagrammes de rayonnement, les points principaux sont les suivants:

- ❖ Pour les trois antennes, le décalage de l'alimentation dissymétrise le diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi = 0$). Physiquement, le fait de décaler l'alimentation permet d'augmenter la bande passante en excitant des modes supplémentaires mais dissymétrise en

même temps les courants dans l'antenne. La version filaire du monopole large bande présente le diagramme de rayonnement le plus déformé car, en plus de décaler l'alimentation, l'antenne n'a pas une symétrie de révolution parfaite.

- ❖ Pour une alimentation centrée, le diagramme de rayonnement de ces trois antennes reste stable sur toute leur bande de fonctionnement.

La figure ci-dessous représente le gain des trois antennes dans le plan H ($\theta=\pi/2$, $\varphi=\pi/2$) dans le cas où l'alimentation est centrée.

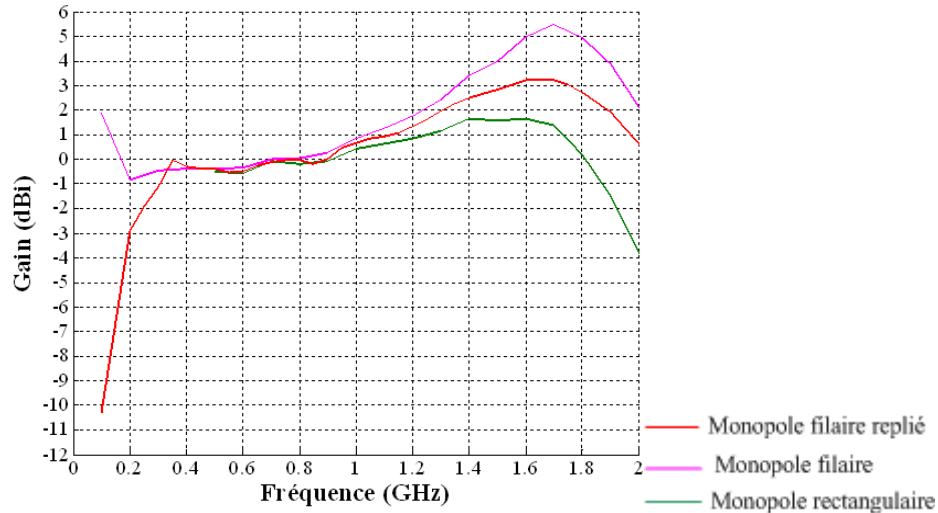


Figure II. 44: Gain des différentes antennes dans la direction $\theta=\pi/2$, $\varphi=\pi/2$.

L'antenne possédant le gain le plus stable sur la bande de fonctionnement, c'est-à-dire l'antenne la moins dispersive, est le monopole filaire replié. Par ailleurs, comme on souhaite l'antenne la plus légère possible, l'antenne filaire repliée est un bon compromis entre le poids, la bande passante et la stabilité du gain sur la bande de fonctionnement. Elle est de petite taille ($\lambda_{\max}/6$), a une bande passante de 0.55-1.6 GHz pour un $|S_{11}| < -5dB$ et pour une hauteur totale de 90mm. Par ailleurs son diagramme de rayonnement reste relativement stable sur toute sa bande de fonctionnement, ce qui correspond à une antenne peu dispersive.

Cette première partie de ce second chapitre a donc permis de caractériser trois types d'antennes en termes de bande passante et de diagramme de rayonnement, de petite taille et de faible coût pouvant répondre aux besoins de communications en bande basse du spectre de l'Ultra Large Bande. A ce stade, la dernière antenne étudiée apparaît comme la plus prometteuse, l'étude paramétrique montre que l'on est capable de contrôler simplement son impédance d'entrée à l'aide des paramètres géométriques. Ces résultats nous incitent à rechercher une expression analytique permettant de prévoir de façon simple son comportement. La suite de ce chapitre sera consacrée à l'étude de la modélisation de l'antenne ainsi qu'à son optimisation.

3 Modélisation de l'antenne filaire repliée

L'étude paramétrique de l'antenne filaire repliée nous a permis de comprendre l'influence des paramètres géométriques sur son impédance d'entrée: la hauteur du monopole joue essentiellement sur la fréquence de coupure basse et la distance au plan de masse gouverne l'amplitude des résonances. Par contre la compréhension du rôle de la longueur de la ligne de transmission en forme de U et l'interprétation physique des résultats observés sont plus complexes ; ce paramètre affecte le couplage entre les deux monopoles/dipôles mais aussi l'impédance caractéristique de la ligne de transmission.

L'étude paramétrique précédente a été menée grâce au logiciel CST Microwave Studio. Ce type de logiciel est lent ; il faut quelques heures de calcul pour obtenir une simulation sur la bande qui nous intéresse. Afin d'accélérer ce type d'étude et afin, en particulier, de nous intéresser à l'adaptation de l'antenne vers les basses fréquences par ajout de tronçons de lignes, nous avons développé un modèle analytique beaucoup plus rapide.

. Le paragraphe suivant présente cette modélisation analytique de façon précise. Le modèle analytique obtenu sera validé par comparaison avec la méthode de force électromotrice, puis par une méthode consistant à approximer le courant par une combinaison linéaire de fonctions sinusoïdales.

3.1 Modélisation retenue de l'antenne filaire repliée

Dans ce paragraphe nous modéliserons analytiquement cette antenne pour les deux configurations de l'alimentation: alimentation non décalée et décalée. On rappelle la configuration de l'antenne: L la hauteur du dipôle, h distance entre les deux brins du dipôle ou distance entre monopole et plan de masse, d décalage de l'alimentation, et a le rayon des fils de l'antenne. On suppose que l'on a un plan de masse de dimension infinie.

Les deux figures suivantes représentent les versions monopoles et dipôles de l'antenne que l'on va modéliser.

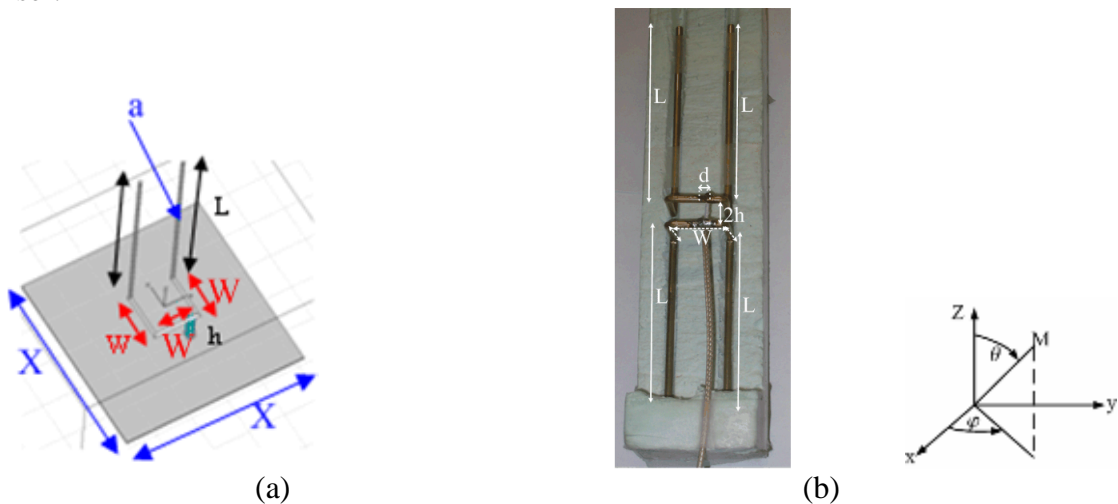


Figure II. 45: (a) Monopole filaire repliée (b) Dipôle filaire replié

On fixe les valeurs comme suit: $L=90$ mm, $h=11$ mm, $a=1$ mm, et $d=4$ mm dans le cas du modèle à alimentation décalée.

3.1.1 Modèle à alimentation centrée

Considérons d'abord l'antenne filaire repliée à alimentation non décalée. De l'étude paramétrique, on peut déduire le modèle suivant:

- Les deux monopoles sont couplés, séparés par une distance W , la hauteur des monopoles étant égale à L .
- Les monopoles sont alimentés par une ligne de transmission bifilaire de longueur $3*W$ en forme de U.
- On suppose que le couplage existant entre les deux lignes de longueur W parallèle est négligeable.
- L'alimentation est centrée.

Dans un premier temps, nous allons donner l'expression analytique de l'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés, dont une représentation schématique est donnée sur la figure II.46

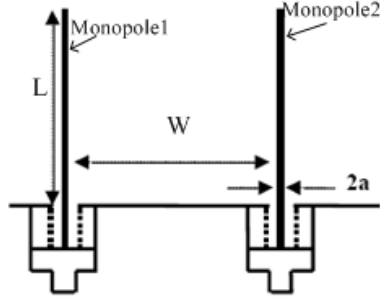


Figure II. 46: Deux monopoles identiques couplés

Les équations liant les tensions et les courants sont les suivantes pour un système standard à deux ports

$$V_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \quad (12)$$

$$V_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2$$

On note pour la suite :

Z_{in1} impédance d'entrée vue par le monopole 1

Z_{in2} impédance d'entrée vu par le monopole 2

L'impédance d'entrée des monopoles couplés sera obtenue par une méthode analytique quelconque. Ici, on suppose que les deux monopoles sont identiques. Par conséquent, les courants qui circulent dans les deux monopoles identiques et leurs impédances propres (Z_p) et mutuelles (Z_m) sont identiques.

Autrement dit, on a les relations suivantes:

$$I_1 = I_2 = I \text{ et } V_1 = V_2 = V \quad (13)$$

$$Z_{11} = Z_{22} = Z_p \text{ et } Z_{12} = Z_{21} = Z_m$$

A partir de ces nouvelles relations, nous sommes en mesure de déterminer l'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés, notée Z_{couple} :

$$Z_{couple} = \frac{V}{I} = Z_p + Z_m \quad (14)$$

Dans un second temps, il faut établir l'expression analytique de l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire en forme de U pour pouvoir exprimer l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée. Cette impédance a été définie dans le premier chapitre comme étant le rapport entre l'amplitude du champ électrique sur celle du champ magnétique.

On détermine la capacité grâce au théorème de Gauss et on obtient l'expression suivante:

$$C = \frac{2.\epsilon\pi}{\ln\left(\frac{h + \sqrt{h^2 - (2.a)^2}}{2.a}\right)} \quad (15)$$

On calcule l'inductance en appliquant le théorème d'Ampère et on obtient l'expression suivante:

$$L = \left(\frac{\mu}{2\pi}\right) \ln\left(\frac{h + \sqrt{h^2 - (2.a)^2}}{2.a}\right) \quad (16)$$

L'impédance caractéristique d'une ligne bifilaire dépend du paramètre h (distance entre monopole et plan de masse) et a (rayon de la ligne) et peut être décrite par la formule suivante [25]:

$$Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\eta_0}{2\pi} \ln\left(\frac{h}{2.a} + \sqrt{\left(\frac{h}{2.a}\right)^2 - 1}\right) \quad (17)$$

où η_0 est l'impédance caractéristique du vide et a pour valeur $\eta_0 = 377 \Omega$

On peut maintenant déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à partir des équations (14) et (15) et de la théorie des lignes de transmission. On calcule les deux impédances d'entrée des monopoles couplés ramenées sur la ligne de transmission au niveau de l'alimentation, puis l'impédance d'entrée du monopole replié est mise en parallèle sur les deux impédances ramenées.

On notera Z_{ram} l'impédance ramenée, l la longueur totale de la ligne bifilaire, de longueur $\frac{3}{2}W$ et k le vecteur d'onde et Z_{ant} l'impédance d'entrée de l'antenne. On obtient les expressions suivantes.

$$Z_{\text{ram}} = Z_c \cdot \frac{Z_{\text{couple}} + i \cdot Z_c \cdot \tan(kl)}{Z_c + i \cdot Z_{\text{couple}} \cdot \tan(kl)} \text{ et } Z_{\text{ant}} = \frac{Z_{\text{ram}}}{2} \quad (18)$$

Etant donné que la distance entre le plan de masse et le monopole est suffisamment grande (11 mm dans le cas qui nous intéresse), la résistance de rayonnement de la ligne de transmission n'est plus négligeable et il est nécessaire de la calculer.

3.1.2 Modèle à alimentation décalée

Examinons maintenant les modifications que l'on doit apporter au modèle précédent dans le cas d'une antenne à alimentation décalée:

- Les deux monopoles sont couplés, séparés par une distance W , la hauteur des monopoles est égale à L .
- L'impédance d'entrée des monopoles couplés est calculée en englobant leur ligne de transmission, le monopole 1 avec sa ligne de transmission de longueur T_1 et le monopole 2 avec sa ligne de transmission de longueur T_2 .
- On suppose que le couplage existant entre les deux lignes de longueur W parallèle est négligeable.
- L'alimentation est décalée d'une distance d .

3.1.2.1 Expression de l'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés

Dans un premier temps, nous allons établir l'expression de l'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés ; une représentation symbolique en est donnée sur la figure II.47. Cette fois-ci, on calcule leur impédance d'entrée en tenant compte de leurs lignes de transmission.

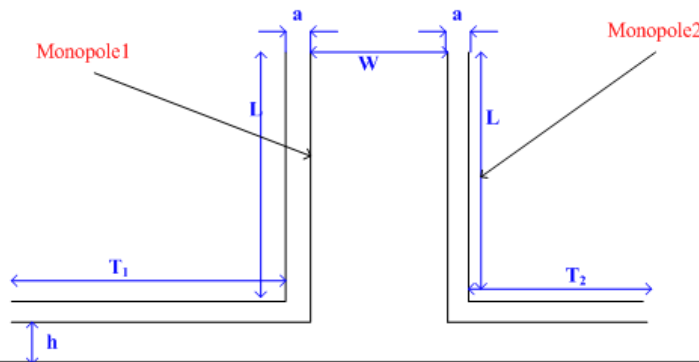


Figure II. 47: Deux monopoles identiques couplés avec lignes de transmission.

On note Z_{couple} la matrice Z des deux monopoles couplés en ne tenant pas compte de leurs lignes de transmissions. Cette matrice est calculée à partir des équations reliant les tensions et les courants d'un système comportant deux monopoles identiques. C'est donc la même matrice que celle calculée pour le modèle précédent.

Puis cette matrice est transformée en une matrice de transmission T_{couple} à l'aide des équations de passage entre une matrice Z et une matrice T :

$$T_{11}^{\text{couple}} = \frac{Z_{11}^{\text{couple}}}{Z_{21}^{\text{couple}}}, \quad T_{12}^{\text{couple}} = \frac{Z_{11}^{\text{couple}} Z_{22}^{\text{couple}} - (Z_{21}^{\text{couple}} \cdot Z_{12}^{\text{couple}})}{Z_{21}^{\text{couple}}} \quad (19)$$

$$T_{21}^{\text{couple}} = \frac{1}{Z_{21}^{\text{couple}}}, \quad T_{22}^{\text{couple}} = \frac{Z_{22}^{\text{couple}}}{Z_{21}^{\text{couple}}}$$

Avec $Z_{11}^{\text{couple}} = Z_{22}^{\text{couple}}$
 $Z_{12}^{\text{couple}} = Z_{21}^{\text{couple}}$

Par ailleurs, les matrices [T] des lignes de transmissions sont connues:

$$[T_{LTi}] = \begin{bmatrix} \cos(kT_i) & jZ_c \sin(kT_i) \\ \frac{j \sin(kT_i)}{Z_c} & \cos(kT_i) \end{bmatrix}, \quad \text{pour } i \in \{1, 2\} \quad (20)$$

avec $T_1 = \frac{3}{2}W + d, T_2 = \frac{3}{2}W - d$

La matrice de transmission des deux monopoles couplés, calculés avec leurs lignes de transmission, s'exprime donc par l'équation suivante :

$$[T'_{\text{couple}}] = [T_{LT1}] [T_{\text{couple}}] [T_{LT2}] \quad (21)$$

Il ne nous reste plus maintenant qu'à transformer cette nouvelle matrice de transmissions en une matrice Z'_{couple} (Matrice d'impédance des deux monopoles couplés avec lignes de transmissions). Les relations de passage entre une matrice T et une matrice Z sont les suivantes :

$$(Z'_{11})_{\text{couple}} = \left(\frac{T'_{11}}{T'_{21}} \right)_{\text{couple}}, \quad (Z'_{12})_{\text{couple}} = \left(\frac{T'_{11} T'_{22} - T'_{12} T'_{21}}{T'_{21}} \right)_{\text{couple}} \quad (22)$$

$$(Z'_{21})_{\text{couple}} = \left(\frac{1}{T'_{21}} \right)_{\text{couple}}, \quad (Z'_{22})_{\text{couple}} = \left(\frac{T'_{22}}{T'_{21}} \right)_{\text{couple}}$$

Cependant ici, $Z'_{11} \neq Z'_{22}$ et $Z'_{12} \neq Z'_{21}$ à cause des longueurs des lignes non égales. De ce fait, les impédances Z_{ij} pour $i \in \{1, 2\}$ et $j \in \{1, 2\}$ dépendent toutes de l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire calculée avec le modèle précédent.

3.1.2.2 Impédance d'entrée de l'antenne à alimentation décalée

Dans un second temps, nous allons déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée avec alimentation décalée à partir des expressions calculées précédemment. Cette fois-ci, le système n'est plus symétrique et le courant qui circule dans le monopole 1 n'est plus égal à celui qui circule dans le monopole 2. Pour déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne, on se base sur le schéma de la figure II.48 où l'on fait intervenir la matrice Z des monopoles couplés, préalablement calculée.

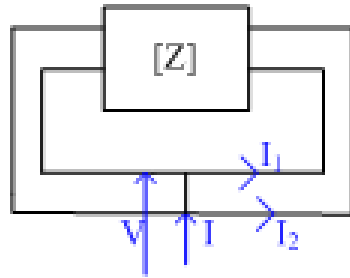


Figure II. 48: Schéma simplifié du modèle à alimentation décalée

L'équation (7) peut se réécrire sous la forme suivante:

$$V = Z'_{11} I_1 + Z'_{12} I_2 \quad (23)$$

$$V = Z'_{21} I_1 + Z'_{22} I_2$$

$$\text{Avec } I = I_1 + I_2$$

L'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation décalée, notée $Z_{\text{ant, décalée}}$, peut donc être calculée à partir des équations 22 et 23

$$Z_{\text{ant, décalée}} = \frac{V}{I} = \frac{Z'_{12} Z'_{21} - Z'_{11} Z'_{22}}{Z'_{12} + Z'_{21} - (Z'_{11} + Z'_{22})} \quad (24)$$

Si on alimente l'antenne au centre, en d'autre termes si les longueurs des lignes de transmissions sont égales ($T_1=T_2$), on retrouve la même expression analytique que pour le modèle précédent: En effet, on a cette fois ci $Z'_{11}=Z'_{22}$ et $Z'_{12}=Z'_{21}$

On en déduit que:

$$Z_{\text{ant, décalée}} = \frac{V}{I} = \frac{(Z'_{12})^2 - (Z'_{11})^2}{2(Z'_{12} - Z'_{11})} = \frac{Z'_{11} + Z'_{12}}{2} = Z_{\text{ant}} \quad (25)$$

3.1.3 Modèle avec couplage non négligeable

3.1.3.1 Quelques généralités

On suppose ici que le couplage entre les deux lignes parallèles de longueur W n'est plus négligeable. Par ailleurs, pour simplifier l'étude du couplage, on suppose que l'alimentation est centrée et que les monopoles sont de longueurs identiques.

La seule différence entre ce modèle et le premier modèle se situe au moment où l'on ramène l'impédance d'entrée vue par les monopoles couplés à l'alimentation. Nous allons la ramener en deux temps: Dans un premier temps, on fait intervenir le couplage entre les deux lignes parallèles de longueur W , ceci se traduit par une modification de l'expression de l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire. Dans un second temps, on ramène l'impédance des lignes de transmission de longueur $W/2$ ayant une impédance caractéristique identique aux modèles précédents.

3.1.3.2 Expression de l'impédance caractéristique avec couplage

Déterminons maintenant l'impédance caractéristique de deux lignes de transmission couplées en considérant uniquement le mode commun. On considère ici les deux phénomènes de couplage: couplage capacitif et inductif

Dans un premier temps, nous allons établir une relation entre l'impédance caractéristique de deux lignes bifilaires couplées et celle d'une ligne bifilaire seule. On envisage le cas de deux lignes couplées identiques, ces deux lignes étant séparées par une distance W [26]. Le schéma équivalent des lignes couplées est le suivant:

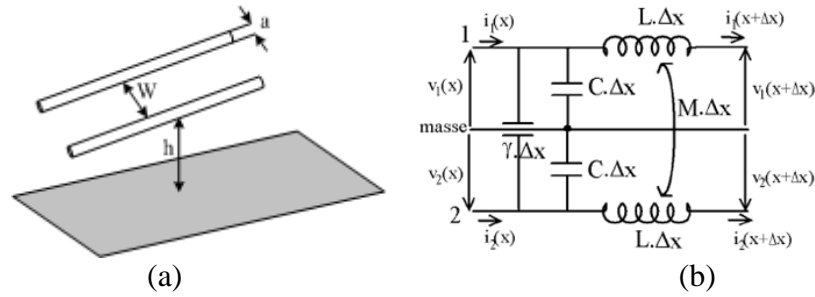


Figure II. 49: (a) Deux lignes bifilaires couplées (b) Schéma électrique de 2 lignes bifilaires couplées.

Quand on fait tendre la variation de \$x\$ vers 0, les chutes de tensions aux bornes des inductances et le courant dans les capacités peuvent s'écrire sous la forme:

$$\begin{aligned} \frac{\partial v_1}{\partial x} &= -L \frac{\partial i_1}{\partial t} - M \frac{\partial i_2}{\partial t} \\ \frac{\partial v_2}{\partial x} &= -L \frac{\partial i_2}{\partial t} - M \frac{\partial i_1}{\partial t} \\ \frac{\partial i_1}{\partial x} &= -(C + \gamma) \frac{\partial v_1}{\partial t} + \gamma \frac{\partial v_2}{\partial t} \\ \frac{\partial i_2}{\partial x} &= \gamma \frac{\partial v_1}{\partial t} - (C + \gamma) \frac{\partial v_2}{\partial t} \end{aligned} \quad (26)$$

Le terme \$M\$ correspond à l'inductance mutuelle, quant au terme \$\gamma\$ il correspond à la capacité mutuelle entre les deux lignes. A partir de ce jeu d'équations, on peut définir une impédance caractéristique de la ligne couplée. Ici puisque l'on n'envisage que le mode commun, les tensions \$v_1\$ et \$v_2\$ sont égales, il en est de même pour les courants \$i_1\$ et \$i_2\$.

Nous en déduisons que l'impédance caractéristique de deux lignes couplées en mode commun est donnée par la relation suivante:

$$Z_{c,MC} = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} = \sqrt{\frac{L+M}{C}} = Z_{seul} \sqrt{1 + \frac{M}{L}} \quad (27)$$

où \$Z_{seul}\$ représente l'impédance caractéristique de la ligne seule.

Dans un second temps, on établit les expressions des inductances propres et mutuelles de deux lignes bifilaires couplées. Ces expressions sont obtenues à partir du théorème d'Ampère [27].

L'inductance propre dépend du rayon de la ligne bifilaire noté \$a\$ et de la distance entre le plan de masse et la ligne, notée \$h\$. Quant à l'inductance mutuelle, elle dépend du paramètre \$h\$ et de sa longueur, notée \$W\$.

Ces expressions sont :

$$\begin{aligned} L &= \left(\frac{\mu}{\pi} \right) \ln \left(\frac{h + \sqrt{h^2 - (2.a)^2}}{2.a} \right) \text{ et} \\ M &= \left(\frac{\mu}{4\pi} \right) \ln \left(1 + \frac{4h^2}{W^2} \right) \end{aligned} \quad (28)$$

3.1.3.3 Expression de l'impédance d'entrée de l'antenne avec couplage

Nous pouvons à présent déterminer analytiquement l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée avec une alimentation centrée, en tenant compte du couplage qui existe entre les deux lignes parallèles. Comme dans le cas du premier modèle, l'impédance d'entrée des deux monopoles couplés est

la somme de leur impédance propre et de leur impédance mutuelle. On ramène d'abord l'impédance d'entrée des deux monopoles couplés au niveau des lignes couplées, l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire est notée ici $Z_{c,MC}$ et sa longueur $l_1=W$.

$$Z_{ram}^1 = Z_{c,MC} \frac{Z_{couple} + i.Z_{c,MC} \tan(kl_1)}{Z_{c,MC} + i.Z_{couple} \tan(kl_1)} \quad (29)$$

On ramène une seconde fois l'impédance calculée précédemment au niveau de l'alimentation sur la ligne bifilaire dont l'impédance caractéristique est notée ici Z_c et sa longueur $l_2 = \frac{W}{1}$

$$Z_{ram}^2 = Z_c \cdot \frac{Z_{ram}^1 + i.Z_c \tan(kl_2)}{Z_c + i.Z_{ram}^1 \tan(kl_2)} \text{ et } Z_{ant} = \frac{Z_{ram}^2}{2} \quad (30)$$

3.2 Validation des modèles: Méthode emf

Le paragraphe précédent a permis de modéliser l'antenne filaire repliée, soit avec une alimentation centrée, soit avec une alimentation décalée, avec et sans couplage entre les deux lignes bifilaires parallèles et de même longueur. Il ne nous reste plus qu'à valider ce modèle numériquement. Une des méthodes les plus simples à mettre en œuvre est la méthode de force électromotrice induite, aussi connue sous le nom de méthode "induced emf"[28] Elle a été développée pour la première fois par Carter en 1932. [29]. La forme du courant qui est adoptée est sinusoïdale de la forme suivante : On trouvera le détail des calculs en annexe 1.

Par ailleurs, la ligne de transmission étant suffisamment éloignée du plan de masse (la distance entre plan de masse et ligne de transmission étant égale à 11mm), sa résistance de rayonnement n'est plus tout à fait négligeable. Le calcul peut être fait en intégrant la composante normale du vecteur de Poynting sur la surface de la ligne de transmission [30]. On suppose ici que le courant est de la forme sinusoïdale:

$$I_{LT}(z') = I_0 \sin[k(h - |z'|)] \quad (31)$$

Après quelques manipulations mathématiques, la résistance de rayonnement de deux lignes parallèles peut être exprimée en première approximation par la relation suivante:

$$R_{LT} = \frac{\eta}{4\pi} (k.h)^2 \quad (32)$$

où k le vecteur d'onde et η l'impédance caractéristique du vide.

En fonction de la longueur d'onde, cette résistance de rayonnement s'écrit sous la forme

$$R_{LT} = 120.\pi^2 \left(\frac{h}{\lambda} \right)^2 \quad (33)$$

Il suffit de diviser par deux pour obtenir la résistance de rayonnement d'une ligne de transmission parallèle à un plan de masse.

3.2.1 Résultats et discussions

Dans ce paragraphe, à partir des expressions analytiques établies lors des précédents paragraphes, une série de simulations sur l'antenne (alimentation centrée ou décalée, prise en compte ou non du couplage des lignes bifilaires) a été effectuée, ce qui va nous permettre de valider numériquement le modèle de l'antenne.

3.2.1.1 Modèle à alimentation centrée

Les simulations ont été réalisées sur le dipôle filaire replié optimisé : $L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$, $a=1\text{mm}$ (rayon des fils cylindriques) et $d=0\text{ mm}$. On rappelle ici que le couplage entre les deux lignes bifilaires qui sont parallèles au plan de masse peut être négligé. Deux valeurs de h ont été envisagées : $h=11\text{mm}$ et $h=4\text{mm}$.

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle filaire replié, d'abord en tenant compte de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire, puis en la négligeant.

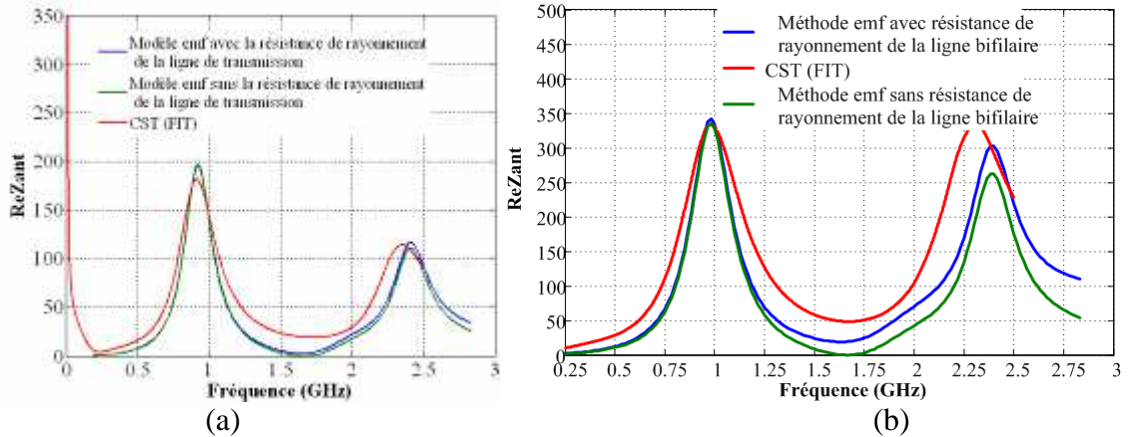


Figure II. 50 Partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée (a) $h=4\text{mm}$ (b) 11mm

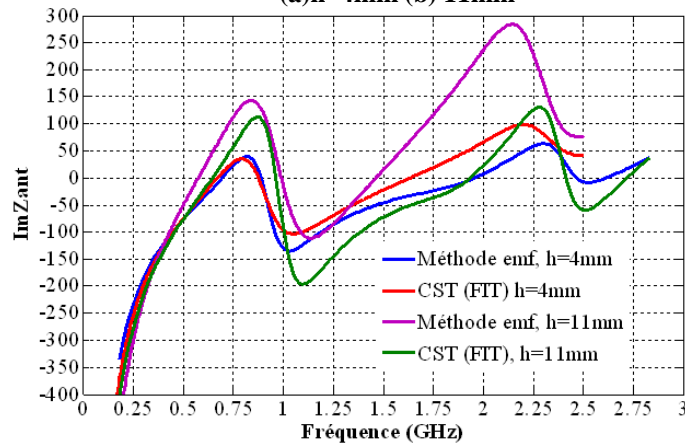


Figure II. 51: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée dans deux cas $h=4\text{mm}$ et $h=11\text{mm}$.

Deux points importants peuvent être observés sur ces trois graphes: Le premier est que plus la distance entre le plan de masse et le monopole (paramètre h) diminue, plus l'écart entre la simulation obtenue sous CST et le modèle analytique se réduit. Physiquement, ceci est dû au fait que la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire tend vers zéro à mesure que h diminue.

Le second point est que même si l'écart se réduit entre modèle et simulation électromagnétique en prenant en compte la résistance de rayonnement de la ligne de transmission, une divergence importante subsiste entre modèle et simulation. C'est dû principalement au fait que la méthode emf suppose un courant sinusoïdal, ce qui implique la non prise en compte du rayon des fils cylindriques et la non prise en compte aussi du paramètre h . En effet, cette méthode suppose une distance nulle entre monopole et plan de masse, c'est-à-dire que la valeur du paramètre h doit être négligeable par rapport à la hauteur totale du monopole, ce qui n'est pas le cas ici.

3.2.1.2 Modèle avec couplage des lignes bifilaires parallèles

On suppose maintenant que la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire est prise en compte et que l'on se trouve dans le cas de l'antenne optimisée ($h=11\text{mm}$).

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle filaire replié avec et sans couplage des deux lignes bifilaires parallèles au plan de masse.

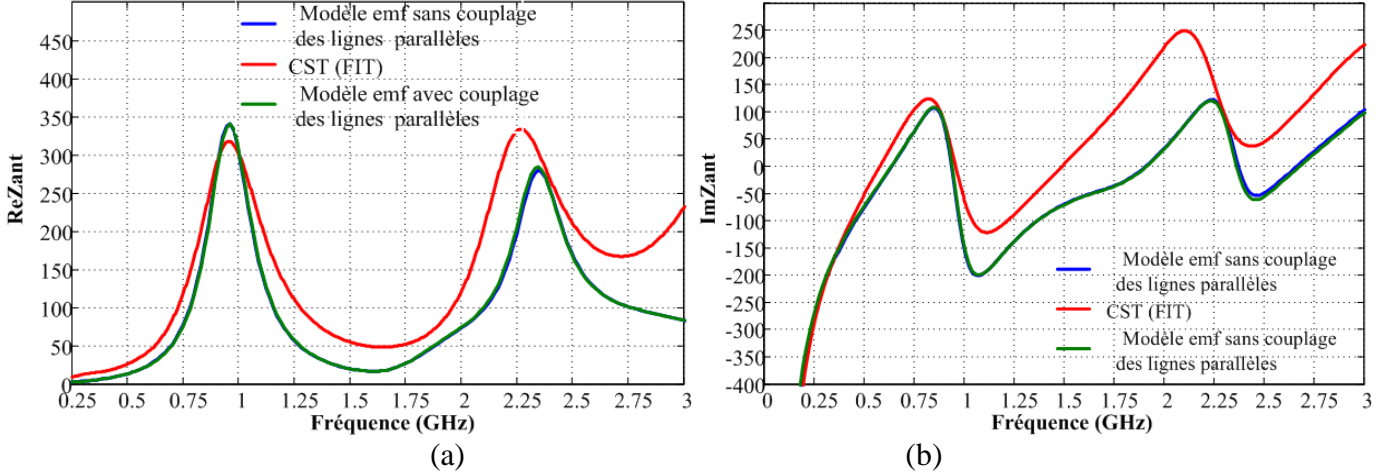


Figure II. 52: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée avec ou sans couplage (a) partie réelle (b) partie imaginaire

On s'aperçoit que le couplage des deux lignes bifilaires parallèles affecte peu l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée, ce qui s'explique simplement puisqu'il y a seulement une différence de 6% entre l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire sans couplage ($Z_c=286.7\ \Omega$) et celle qui tient compte du couplage des lignes parallèles ($Z_c=304.3\ \Omega$).

3.2.1.3 Modèle à alimentation décalée

Les simulations ont été réalisées sur le monopôle filaire replié optimisé : $L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$, $a=1\text{mm}$ (rayon des fils cylindriques) et $d=4\text{ mm}$ et $h=11\text{ mm}$. On rappelle que le couplage entre les deux lignes bifilaires qui sont parallèles au plan de masse peut être négligé.

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle filaire replié à alimentation décalée en tenant compte ou non de la résistance de rayonnement de la ligne de transmission bifilaire.

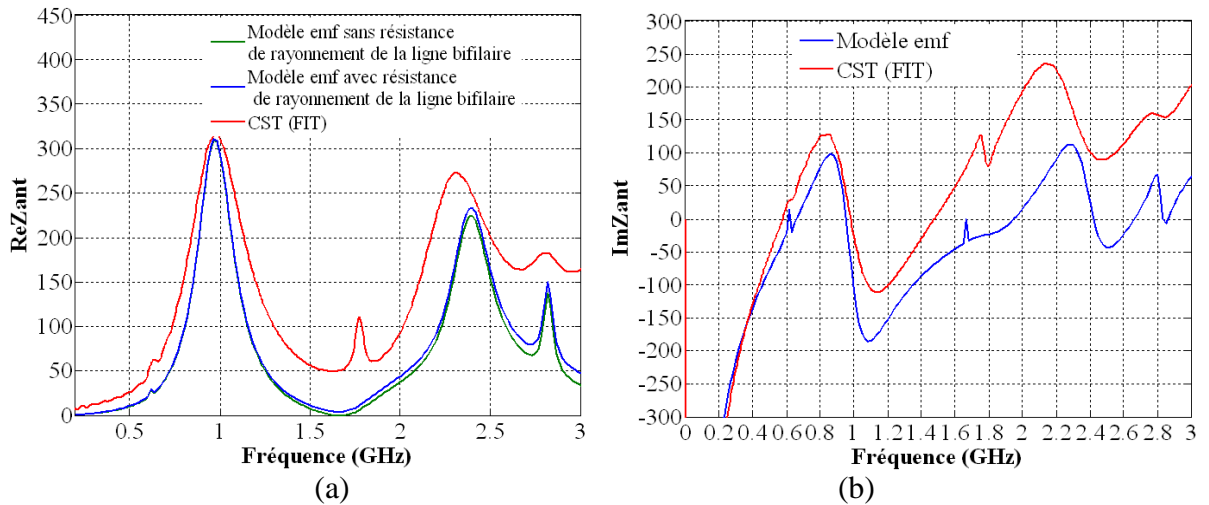


Figure II. 53: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation décalée (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On retrouve la même différence importante entre le modèle analytique et la simulation numérique obtenue avec CST que l'on a eue pour les deux autres modèles. Physiquement, la méthode emf ne prend en compte ni la distance entre plan de masse et monopole, ni le rayon des monopoles cylindriques. Par ailleurs, on a aussi supposé que le couplage entre monopole et ligne de transmission d'une part et les effets de bords de la ligne d'autre part sont négligeables.

3.2.2 Conclusion

La méthode emf nous a permis de valider les modèles analytiques de l'antenne filaire repliée aussi bien pour l'antenne à alimentation centrée que pour l'antenne à alimentation décalée. Elle nous a en particulier permis de vérifier que les fréquences séries et parallèles sont correctement positionnées.

Cependant l'inconvénient majeur de cette méthode est la non prise en compte du rayon des fils cylindriques et de la distance entre le monopole et le plan de masse ou entre les deux brins du dipôle, d'où une différence importante qui existe entre ce modèle et les simulations numériques. Il ne nous reste plus maintenant qu'à approximer le courant avec une expression plus rigoureuse pour obtenir un modèle analytique de l'antenne plus juste. Ceci est l'objet du paragraphe suivant.

3.3 Modélisation approfondie de l'antenne filaire repliée

La méthode de force électromotrice induite (emf) nous a permis de modéliser l'antenne filaire repliée. Les fréquences séries et parallèles sont correctement positionnées par cette méthode. Les résultats de cette étude vont par ailleurs nous permettre d'élargir la bande passante vers les basses fréquences par l'utilisation de tronçons de lignes. Il faut cependant noter que le principal problème lié à cette modélisation réside dans la précision avec laquelle l'impédance d'entrée des deux dipôles/monopoles couplés est estimée.

De nombreux auteurs ont essayé d'exprimer analytiquement l'impédance d'entrée d'un dipôle et de deux dipôles couplés. Dans ce paragraphe, nous allons donner les principales méthodes d'analyse d'un dipôle cylindrique de hauteur totale $2L$, de rayon a , h étant la distance entre les deux bras du dipôle et W la distance entre les deux dipôles identiques couplés.

3.3.1 Méthode d'analyse d'antenne cylindrique:

3.3.1.1 Equation intégrale du courant

3.3.1.1.1 Dipôle cylindrique

La figure II.55 présente la géométrie d'un dipôle seul de longueur totale $2L$ en coordonnées cylindriques ainsi que la représentation de son potentiel vecteur et de ses champs électriques.

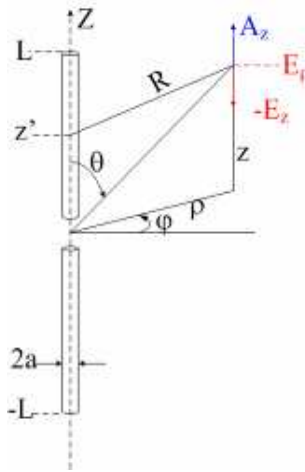


Figure II. 54: Dipôle cylindrique et ses coordonnées.

Avec

$$R(\varphi)^2 = R^2 + a^2 - 2a\rho \cos(\varphi) \text{ où } R^2 = (z - z')^2 + \rho^2 \quad (34)$$

Pour pouvoir déterminer l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée, il faut déterminer en premier lieu l'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique. On suppose ici que le dipôle est un conducteur parfait (conductivité infinie). L'équation intégrale du courant est obtenue à partir de l'expression de son potentiel vecteur A_z .

Si on connaît la distribution du courant $I(z')$, le potentiel vecteur aux coordonnées (ρ, z) est donné par la relation suivante:

$$A_z(\rho, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-L}^L I(z') K(z, z') dz' \text{ où } K(z, z') = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \frac{e^{-jkR(\Phi')}}{R(\Phi')} d\Phi' \quad (35)$$

K est nommé le noyau de l'antenne et $k=2\pi/\lambda$ est le vecteur d'onde.

Une fois cette expression connue, on est en mesure de déterminer la totalité des champs électromagnétiques grâce aux équations de Maxwell.

$$E_z(\rho, z) = \frac{j\omega}{k^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial z'^2} + k^2 \right) A_z(\rho, z); E_\rho(\rho, z) = \frac{\partial^2 A_z(\rho, z)}{\partial \rho \partial z} \quad (36)$$

$$B_\phi(\rho, z) = -\frac{\partial A_z(\rho, z)}{\partial \rho}$$

Le champ électromagnétique doit en plus satisfaire les conditions aux limites suivantes: $E_z=0$ pour $\rho=a$ et $-L < z < L$

A partir de ces équations (35) et (36), l'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique peut être calculée analytiquement.

Un cas particulier d'antenne cylindrique a depuis longtemps été traité [31], [32] ; c'est le cas de l'approximation dite " Antenne mince " qui permet de calculer analytiquement les intégrales. Dans cette approximation, on admet que le rayon des fils est négligeable devant la mi-hauteur du dipôle: $a \ll L$ et $ka < 0.1$

L'expression du potentiel vecteur devient :

$$A_z(\rho, z) = \frac{\mu}{4\pi} \int_{-L}^L I(z') K(z, z') dz' \text{ où } K(z, z') = \frac{e^{-jkR_\rho}}{R_\rho} = \frac{e^{-jk\sqrt{(z-z')^2 + \rho^2}}}{\sqrt{(z-z')^2 + \rho^2}} \quad (37)$$

L'équation (37) se simplifie en

$$E_z(\rho, z) = \frac{j\omega}{k^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z(\rho, z) \quad (38)$$

Par ailleurs, si l'antenne est alimentée par une tension constante V_0 , la condition aux limites devient :

$$E_z(a, z) = -V_0 \delta(z) = \frac{j\omega}{k^2} \left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) A_z(a, z) = 0; \quad |z| \leq L \quad (39)$$

Une solution de cette équation est donnée par la relation suivante où C_1 est une constante déterminée par l'équation précédente :

$$\int_{-L}^L I(z') K_a(z, z') dz' = \frac{j4\pi}{\eta_0} \left(C_1 \cos kz + \frac{1}{2} V_0 \sin(k|z|) \right) \quad (40)$$

avec $K_a(z, z') = \frac{e^{-jkR_a(z, z')}}{R_a(z, z')}$ et $R_a = \sqrt{(z-z')^2 + a^2}$

On la nomme équation intégrale du courant et η_0 l'impédance caractéristique du vide ($\eta_0 = 377\Omega$)

A partir de cette équation intégrale du courant on est en mesure de déterminer l'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique si la distribution du courant est connue.

3.3.1.1.2 Equation intégrale du courant pour deux dipôles couplés

La figure II.55 présente la géométrie de deux dipôles couplés de longueur totale $2L_1$ et $2L_2$ séparés d'une distance W en coordonnées cylindriques

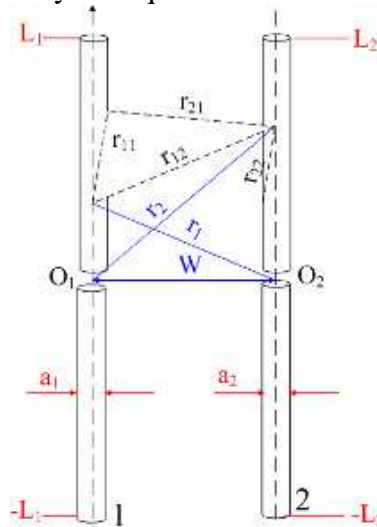


Figure II. 55: Dipôles couplés avec ses coordonnées.

Avec

$$\begin{aligned} r_{11} &= \sqrt{(z_1 - z'_1)^2 + a_1^2}, \quad r_{22} = \sqrt{(z_2 - z'_2)^2 + a_2^2} \\ r_{12} &= \sqrt{(z_1 - z'_2)^2 + W^2}, \quad r_{21} = \sqrt{(z_2 - z'_1)^2 + W^2} \end{aligned} \quad (41)$$

Le potentiel vecteur de chaque antenne est créé d'une part par le courant dans l'antenne et d'autre part par le courant de l'autre antenne. On suppose que l'approximation "Antenne mince" est respectée [33].

Les expressions des potentiels vecteurs sont alors les suivantes:

$$\begin{aligned} A_{1z} &= \frac{\mu}{4\pi} \left(\int_{-L_1}^{L_1} I_1(z'_1) \frac{\exp(-jkr_{11})}{r_{11}} dz'_1 + \int_{-L_2}^{L_2} I_2(z'_2) \frac{\exp(-jkr_{12})}{r_{12}} dz'_2 \right) \\ A_{2z} &= \frac{\mu}{4\pi} \left(\int_{-L_2}^{L_2} I_2(z'_2) \frac{\exp(-jkr_{22})}{r_{22}} dz'_2 + \int_{-L_1}^{L_1} I_1(z'_1) \frac{\exp(-jkr_{21})}{r_{21}} dz'_1 \right) \end{aligned} \quad (42)$$

A_{1z} et A_{2z} vérifient les équations différentielles suivantes:

$$\frac{\partial^2 A_{1z}}{\partial z^2} + k^2 A_{1z} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{\partial^2 A_{2z}}{\partial z^2} + k^2 A_{2z} = 0 \quad (43)$$

Le même raisonnement, appliqué à un dipôle cylindrique seul, permet d'obtenir les équations intégrales du courant suivantes

$$\begin{aligned} A_{1z} &= -\frac{j}{c} \left(C_1 \cos kz_1 + \frac{1}{2} V_{10} \sin(k|z_1|) \right) \\ A_{2z} &= -\frac{j}{c} \left(C_2 \cos kz_2 + \frac{1}{2} V_{20} \sin(k|z_2|) \right) \end{aligned} \quad (44)$$

Où C_1 et C_2 sont deux constantes d'intégration et V_{10}, V_{20} sont respectivement les tensions aux bornes des dipôles 1 et 2.

Un cas important dans l'étude de notre antenne est le cas de deux dipôles couplés identiques. Dans ce cas, $L_1=L_2$, $V_{10}=V_{20}$, $A_{1z}=A_{2z}$.

Si l'approximation "Antenne mince" n'est pas satisfaite, plusieurs auteurs ont proposé une approximation du noyau $K(z, z')$ de l'antenne permettant de calculer son impédance d'entrée. Dans la suite de ce paragraphe, on va décrire rapidement plusieurs théories qui permettent de déterminer l'impédance d'entrée d'antennes cylindriques dans le cas uniquement où l'approximation "Antenne mince" est respectée.

3.3.1.2 Méthode itérative (King-Middleton)

Une des méthodes les plus connues pour déterminer l'impédance d'entrée d'antennes cylindriques est la méthode itérative de King-Middleton [9]. Cette méthode suppose que la distance entre les deux brins du dipôle est négligeable par rapport à la mi-hauteur du dipôle (L) et que le dipôle est un conducteur parfait.

3.3.1.2.1 Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique

La méthode consiste à exprimer l'équation intégrale du courant d'un dipôle cylindrique de façon différente. On part donc de l'équation 40 et on la réécrit de sorte à faire

apparaître de façon plus explicite le courant I_z dans l'équation: pour ce faire, on réécrit le noyau K_a de l'antenne en deux termes.

Après quelques manipulations, on déduit l'expression suivante :

$$I_z(z) = -j \frac{4\pi}{\Omega \eta_0} \left[C(\cos(kz) - \cos(kL)) + \frac{1}{2} V_0 (\sin(k|z|) - \sin(kL)) \right] \quad (45)$$

$$- \frac{1}{\Omega} \left[I_z(z) \ln \left(1 - \frac{z^2}{L^2} \right) + I_z(z) \delta + \int_{-L}^L \left(\frac{I_{z'}(z') e^{-jkR} - I_z(z)}{R} \right) dz' \right]$$

$$+ \frac{1}{\Omega} \int_{-L}^L I_{z'}(z') \frac{e^{-jkR_L}}{R_L} dz'$$

avec comme paramètres

$$R = \sqrt{(z - z')^2 + a^2} \quad , \quad R_L = \sqrt{(L - z')^2 + a^2} \quad (46)$$

$$\Omega = 2 \ln \left(\frac{2L}{a} \right) : \text{caractérisant la finesse de l'antenne}$$

$$\delta = \ln \left\{ \frac{1}{4} \left[\sqrt{1 + \left(\frac{a}{L-z} \right)^2} + 1 \right] \left[\sqrt{1 + \left(\frac{a}{L+z} \right)^2} + 1 \right] \right\}$$

En utilisant la méthode des approximations successives, on peut déterminer l'expression du courant sous forme d'une série en $1/\Omega$. On trouve alors:

$$I(z) = j \frac{2\pi V_0}{\Omega \eta_0} \frac{\sin k(L - |z|) + \frac{1}{\Omega} (M_1^I + jM_1^{II}) + \frac{1}{\Omega^2} (M_2^I + jM_2^{II}) + \frac{1}{\Omega^3} (...)}{\cos(kL) + \frac{1}{\Omega} (A_1^I + jA_1^{II}) + \frac{1}{\Omega^2} (A_2^I + jA_2^{II}) + \frac{1}{\Omega^3} (...)} \quad (47)$$

Où $M_i^I, M_i^{II}, A_i^I, A_i^{II}$ sont des fonctions dépendant uniquement de L et de z mais pas du rayon du dipôle.

3.3.1.2.2 Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques

On suppose dans ce paragraphe que les deux dipôles sont identiques, de longueur totale 2L, de rayon a et qu'ils sont séparés par une distance W. On admet par ailleurs que les deux antennes sont alimentées par la même tension: on a donc $I_1 = I_2$ et $A_{1z} = A_{2z}$.

Avec la même méthode de réécriture de l'équation intégrale du courant et à l'aide de la méthode d'approximation successive du courant, on déduit l'expression finale du courant d'un système de deux dipôles couplés au premier ordre [10] :

$$I_{sz} = j \frac{2\pi V_0}{\eta_0 \psi_{aw}(z)} \cdot \frac{1}{F_0(L) + \frac{1}{\psi_{aw}(z)} (F_1(L) + P_1(L))} \left\{ \frac{\sin k(L - |z|) + \frac{1}{\psi_{aw}(z)} \{G_0(L)[F_{1z}(z) + P_{1z}(z)] + F_{0z}(z)[G_1(L) + Q_1(L)]\}}{F_0(L) + \frac{1}{\psi_{aw}(z)} (F_1(L) + P_1(L))} + \frac{1}{\psi_{aw}(z)} \{-F_0(L)[G_1(z) + Q_1(z)] - G_{0z}(z)[F_1(L) + P_1(L)]\} \right\} \quad (48)$$

où $\psi_{aw}(z), F_{1z}(z), G_{1z}(z), P_{1z}(z), Q_{1z}(z)$ sont des fonctions qui dépendent des paramètres L, W, et a tandis que $F_{0z}(z)$ et $G_{0z}(z)$ sont des fonctions ne dépendant que du paramètre L.

Il n'existe pas de formules similaires du courant pour les ordres supérieurs.

3.3.1.3 Méthode de Wiener Hopf

La méthode de Wiener-Hopf a été appliquée aux antennes cylindriques par T. Wu dans [36], puis par Chen dans [37]. Le formalisme de cette méthode implique de modifier l'intégrale et sa condition aux limites en deux intégrales où les intégrantes sont transformées dans le domaine de Fourier. Plusieurs approximations sont nécessaires afin d'obtenir des expressions analytiques assez simples. L'une d'entre elles est l'approximation "Antenne mince" ce qui signifie que $ka \ll 1$ (où k désigne le vecteur d'onde). Une seconde approximation consiste à remplacer les fonctions de Bessel et de Hankel par les termes principaux de leur décomposition en série de puissance. Par ailleurs, Wu suppose que la distance entre les deux brins du dipôle est négligeable par rapport à la mi-hauteur du dipôle, ($h \ll L$)

Nous nous bornerons à exposer les grandes lignes de la méthode et donnerons l'expression générale du courant dans le cas d'un seul dipôle cylindrique. Généralement, cette méthode est applicable pour des antennes longues ($L > \lambda$)

3.3.1.3.1 Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique

L'équation intégrale du courant va être légèrement modifiée pour que l'on puisse appliquer la théorie de Wiener-Hopf. On suppose que le dipôle est alimenté par une tension de 1V.

Cette nouvelle forme d'équation permet d'implémenter la condition aux limites $I(\pm L) = 0$.

$$\int_{-L}^{\infty} I(z') K(z - z') dz' = \begin{cases} 0 & z > L \\ j \frac{4\pi}{\eta_0} \left(C \cos(kz) + \frac{1}{2} \sin(k|z|) \right), & -L < z < L \end{cases} \quad (49)$$

A partir de cette nouvelle équation intégrale du courant on est en mesure de déterminer la constante C :

$$C = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\sin(kL)[2T(L) - T(2L)] - \cos(kL)[2S(L) - S(2L)]}{T(2L)\cos(kL) + S(2L)\sin(kL)} \quad (50)$$

Où S et T sont calculées à partir des expressions suivantes

$$\begin{aligned} S(X) &= \int_{C_0} d\xi \overline{M(\xi)} \int_0^{\infty} e^{-j\xi z} (\sin(kz).H(X - z)) dz \\ T(X) &= \int_{C_0} d\xi \overline{M(\xi)} \int_0^{\infty} e^{-j\xi z} (\cos(kz).H(X - z) - e^{-ikz}) dz \end{aligned} \quad (51)$$

Avec

$$\overline{M(\xi)} = \frac{1}{j\pi J_0(\xi a) H_0^{(1)}(\xi a)} \cong \frac{1}{2\Omega_1 - \ln\left(\frac{\xi^2}{k^2}\right)} \quad (52)$$

$$\text{avec } \Omega_1 = \Omega_0 + \frac{i\pi}{2} \text{ et } \Omega_0 = \ln\left(\frac{2}{ka} - \gamma\right)$$

Dans les équations précédentes, H désigne la fonction de Heaviside et γ est la constante d'Euler (0.57792) ; C_0 désigne le contour sur lequel on doit calculer les intégrales.

C étant connu, on peut déterminer la distribution de courant d'un dipôle seul et par conséquent son impédance d'entrée. L'approximation de l'équation intégrale est la suivante ; C est la constante déterminée à partir de l'équation 53

$$\int_{-\infty}^{\infty} I(z') K(z-z') dz' = \begin{cases} 0 & z > L \\ j \frac{4\pi}{\eta_0} \left(C \cos(kz) + \frac{1}{2} \sin(k|z|) \right), & -L < z < L \end{cases} \quad (53)$$

La méthode de Wiener-Hopf consiste à prendre la transformée de Fourier de l'intégrale précédente. La transformée de Fourier du Noyau K est connue d'après l'équation 52.

La solution de cette équation est alors :

$$I(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{C_0} e^{j\xi z} \overline{M(\xi)} \int_{-L}^L j \frac{4\pi}{\eta_0} \left(C \cos(kz') + \frac{1}{2} \sin(k|z'|) \right) e^{-j\xi z'} dz' d\xi \quad (54)$$

Où $\overline{M(\xi)} = \frac{1}{K(\xi)}$ M est la même fonction définie précédemment et K le noyau de l'antenne.

Pour plus de lisibilité, on introduit deux fonctions S(X) et U(X) définie par

$$U(X) = \int_{C_0} M(\xi) d\xi \int_{-X}^X e^{-j\xi z} \cos(kz) dz \quad (55)$$

$$S(X) = \int_{C_0} M(\xi) d\xi \int_0^X e^{-j\xi z} \sin(kz) H(Z-z) dz$$

où H est la fonction d'Heavide défini par :

$$H(X) = \begin{cases} 1 & \text{si } X > 0 \\ 0 & \text{si } X < 0 \end{cases}$$

La distribution de courant (équation 53) n'est pas valable pour les points aux extrémités du dipôle, ou pour $k|z \pm L| < 1$. Cependant comme le courant doit être nul aux extrémités de l'antenne (d'après la condition aux limites), il suffit de faire une extrapolation en ces points afin d'obtenir une distribution du courant plus exacte.

L'impédance d'entrée peut s'en déduire aisément:

$$Z_{in} = \frac{1}{I(0)} = -j \frac{\eta_0}{2} \frac{1}{S(L) + CU(L)} \quad (56)$$

3.3.1.3.2 Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques

On utilise le même formalisme que dans le cas d'un seul dipôle cylindrique mais en rajoutant une autre hypothèse pour avoir des expressions analytiques manipulables: La distribution de courant reste symétrique sur chaque dipôle et la distance entre les deux dipôles ne doit pas être trop petite. Avec les notations de la figure II.56 on a la relation: $kW \ll 1$.

On réécrit les deux équation intégrales du courant pour déterminer les constantes C_s et C_a , puis les distributions du courant I_s et I_a pour calculer enfin l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques. $I_s(I_a)$ désigne respectivement la partie symétrique (antisymétrique) du courant. Les expressions de l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés sont plus lourdes à établir. On établira uniquement l'expression de sa partie réelle lors du paragraphe qui traitera de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire.

3.3.1.4 Approximation du courant

Nous avons vu dans les paragraphes précédents deux techniques de détermination analytique de l'intégrale du courant pour les antennes cylindriques: la méthode itérative de King-Middleton et la méthode par transformée de Fourier, ou méthode de Wiener-Hopf. Ces deux méthodes possèdent un certain nombre d'inconvénients: La méthode itérative de King-Middleton donne des bons résultats pour un dipôle cylindrique si on approxime le courant à l'ordre 2. Par contre il n'existe pas de formules pour les fonctions $M_i^I, M_i^{II}, A_i^I, A_i^{II}$ pour le cas des dipôles couplés identiques. Quant à la méthode de Wiener Hopf, même si elle est valable pour des antennes électriquement longues (ce qui n'est pas forcément le cas de la méthode itérative), elle est relativement lourde à mettre en œuvre surtout pour deux antennes couplées.

Une troisième méthode visant à déterminer l'impédance d'entrée d'une antenne cylindrique consiste à approximer le courant par une combinaison linéaire de fonctions (sinusoïdale [38], polynômes [39], etc). C'est cette méthode que l'on va détailler dans ce paragraphe, en utilisant comme fonction de base des sinus et des cosinus.

3.3.1.4.1 Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique

On considère ici un dipôle cylindrique de longueur totale $2L$, de rayon a , h étant la distance entre les deux bras du dipôle. On suppose que $ka \ll 1$ et $a \ll L$, Par ailleurs, on suppose que h est négligeable devant L . La géométrie est la même que celle présentée sur la figure II.54. Ce système satisfait l'équation intégrale du courant (équation 40)

King en 1965, a montré que l'on peut facilement approcher la distribution du courant par une somme de trois cosinus [40]. Il suffit pour ce faire de calculer la partie réelle et imaginaire de l'expression du potentiel vecteur A_z et de faire l'approximation "Antenne mince" ($ka \ll 1$).

On montre que le courant peut se mettre sous la forme :

$$I_z(z) = A_1 \sin(k(L - |z|)) + A_2 (\cos(kz) - \cos(kL)) + A_3 \left[\cos\left(\frac{1}{2}kz\right) - \cos\left(\frac{1}{2}kL\right) \right] \quad (57)$$

Où A_1, A_2, A_3 sont trois constantes dépendant du rayon du dipôle ainsi que de sa mi-hauteur L .

King montre que les coefficients A_i peuvent être calculés à partir des fonctions cosinus intégral, sinus intégral et de leurs fonctions dérivées. Il montre aussi que cette méthode de détermination d'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique est valable uniquement pour des antennes de longueur L telle que $L \leq \frac{5\lambda}{8}$.

Nous devons modéliser l'antenne filaire repliée au-delà de ses deux résonances parallèles. Ceci impose que le modèle de deux dipôles couplés soit valable pour une longueur de dipôle L supérieure à la longueur d'onde. Il nous faut donc trouver une approximation du courant différente de celle que King a utilisé, mais en s'en inspirant:

On écrit le courant sous la forme suivante:

$$I_z(z) = A_1 \sin(k(L - |z|)) + A_2 [\cos(kz) - \cos(kL)] + A_3 \left[\cos\left(\frac{1}{2}kz\right) - \cos\left(\frac{1}{2}kL\right) \right] + A_4 \left[\sin(kz) - \frac{z}{L} \sin(kL) \right] + A_5 \left[\sin\left(\frac{1}{2}kz\right) - \frac{z}{L} \sin\left(\frac{1}{2}kL\right) \right] \quad (58)$$

Où A_1, A_2, A_3, A_4, A_5 sont 5 constantes dépendant des paramètres géométriques du dipôle.

Chapitre II. Conception de nouvelles antennes ULB en bande basse

Il y a plusieurs techniques permettant de déterminer les coefficients A_i ;

- ❖ On peut le faire en s'inspirant de la théorie de King (théorie du courant à 3 termes). Il suffit pour cela de remplacer l'expression du courant (équation 58 dans l'équation différentielle (forme analogue à l'équation intégrale du courant). Et, après quelques manipulations, on peut déterminer les expressions des A_i .
- ❖ Une autre façon plus ingénieuse consiste à substituer l'approximation du courant dans l'équation intégrale et à écrire que cette équation est vérifiée en 7 points :

$$\text{en } z = \pm L, \pm \frac{2L}{3}, \pm \frac{L}{3}, 0$$

L'équation 59 se réduit à un système d'équations 7×7 que l'on peut aisément résoudre. Le système final s'écrit sous la forme:

$$\begin{bmatrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \\ A_5 \\ C_1 \\ C_2 \end{bmatrix} = -j \frac{2\pi V_0}{\eta_0} \begin{bmatrix} \sin(kL) \\ \sin\left(\frac{2}{3}kL\right) \\ \sin\left(\frac{1}{3}kL\right) \\ 0 \\ \sin\left(\frac{1}{3}KL\right) \\ \sin\left(\frac{2}{3}KL\right) \\ \sin(KL) \end{bmatrix} \quad (59)$$

avec

$$\begin{aligned} \zeta_{ij} &= \int_{-L}^L J_i(z') \frac{e^{-ik\sqrt{(z_j-z')^2+a^2}}}{\sqrt{(z_j-z')^2+a^2}}, \quad \zeta_{6j} = j \frac{4\pi}{\eta_0} \cos(kz), \quad \zeta_{zj} = j \frac{4\pi}{\eta_0} \sin(kz) \\ z_j &= \frac{L}{3}(4-j), \text{ pour } j = 1, 2, 3, \dots, 7 \\ J_1(z) &= \sin(L-|z|), \quad J_2(z) = \cos(kz) - \cos(kL), \quad J_3(z) = \cos\left(\frac{1}{2}kz\right) - \cos\left(\frac{1}{2}kL\right) \\ J_4(z) &= \sin(kz) - \frac{z}{L} \sin(kL), \quad J_5(z) = \sin\left(\frac{1}{2}kz\right) - \frac{z}{L} \sin\left(\frac{1}{2}kL\right) \end{aligned} \quad (60)$$

Les coefficients A_i peuvent maintenant être déterminés en inversant simplement l'équation (59).

L'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique à partir d'une approximation du courant à 5 termes peut maintenant être calculée:

$$Z_{\text{dipole}} = \frac{V_0}{I(0)} = \frac{V_0}{A_1 \sin(kL) + A_2 (1 - \cos(kL)) + A_3 \left(1 - \cos\left(\frac{1}{2}kL\right)\right)} \quad (61)$$

3.3.1.4.2 Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques

La figure II.56 présente la géométrie de deux dipôles couplés identiques de longueur totale $2L$ séparés d'une distance W . Les antennes sont alimentées par une tension V_0

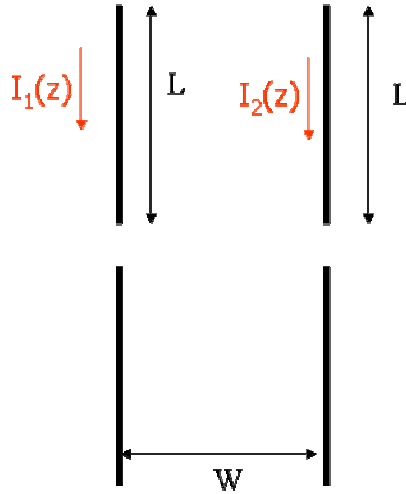


Figure II. 56: Dipôles couplés identiques.

Pour déterminer correctement l'impédance d'entrée de deux dipôles identiques couplés, on est obligé de découpler la solution en deux parties: une partie symétrique (tensions aux bornes des antennes égales: $V_{10}=V_{20}$) et une solution antisymétrique (tensions aux bornes des dipôles égales et de signes opposés: $V_{10}=-V_{20}$). Le courant I_z se décompose alors lui aussi en deux parties: une partie symétrique et une partie antisymétrique:

Partie symétrique: $I_{1z}(z) = I_{2z}(z) = I_z^s(z)$ ou encore $I_z^s(z) = I_z^s(-z)$

Partie Antisymétrique: $I_{1z}(z) = -I_{2z}(z) = I_z^a(z)$ ou encore $I_z^a(z) = -I_z^a(-z)$

L'équation intégrale de ce système se transforme en:

$$\int_{-L}^L I(z') (K_a(z, z') \pm K_w(z, z')) = \frac{j4\pi}{\eta_0} \left(C_1 \cos(kz) + C_2 \sin(kz) + \frac{V_0}{2} \sin(k|z|) \right) \quad (62)$$

avec $K_a(z, z') = \frac{e^{-jkR_a(z, z')}}{R_a(z, z')}$ et $R_a = \sqrt{(z - z')^2 + a^2}$

$K_w(z, z') = \frac{e^{-jkR_w(z, z')}}{R_w(z, z')}$ et $R_w = \sqrt{(z - z')^2 + W^2}$

Le signe + dans l'équation intégrale concerne la partie symétrique et le signe - la partie antisymétrique. A partir de cette équation, on procède de la même façon que dans le cas d'un dipôle cylindrique seul:

Les courants I_z^s , I_z^a peuvent être approximés sous la même forme que précédemment, hormis le fait que les constantes A_i obtenues dans le cas du dipôle cylindrique doivent être remplacées par A_i^s pour le cas symétrique et A_i^a pour le cas antisymétrique. Elles sont déterminées à partir d'un même système linéaire 7x7 [15].

De la même façon, les impédances d'entrée Z_{in}^s et Z_{in}^a sont obtenues par les équations suivantes:

$$Z_{in}^{s,a} = \frac{V_0}{I_z^{s,a}(0)} = \frac{V_0}{A_1^{s,a} \sin(kL) + A_2^{s,a} (1 - \cos(kL)) + A_3^{s,a} \left(1 - \cos\left(\frac{1}{2} kL\right) \right)} \quad (63)$$

s pour cas symétrique et a pour le cas antisymétrique

On a vu, lors de l'étude de l'antenne filaire repliée, que l'on avait besoin de la matrice d'impédance Z des deux dipôles couplés. A partir des expressions de Z_{in}^s et Z_{in}^a , on peut remonter facilement à Z_{11} et Z_{12} :

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \frac{1}{2}(Z_{in}^s + Z_{in}^a) = Z_{22} \\ Z_{12} &= \frac{1}{2}(Z_{in}^s - Z_{in}^a) = Z_{21} \end{aligned} \quad (64)$$

3.3.1.5 Résultats et discussions

Après avoir détaillé les différentes méthodes d'analyse d'antennes filaires cylindriques, le prochain paragraphe sera consacré à la comparaison de leurs prédictions aux résultats obtenus par simulation numérique réalisée à l'aide du logiciel CST Microwave Studio. Nous étudierons les deux cas suivants : dipôle cylindrique seul et deux dipôles cylindriques identiques et couplés séparés d'une distance W .

3.3.1.5.1 Comparaison des différents modèles numériques sur l'impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique

Les simulations ont été réalisées sur le dipôle de mi-hauteur : $L=90\text{mm}$, de rayon $a=1\text{mm}$, et $h=11\text{mm}$, (la distance entre les deux bras du dipôle.)

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle cylindrique simple calculées par les différentes théories: la méthode dite par transformée de Fourier et enfin la méthode d'approximation du courant en 5 termes. Ces différentes méthodes d'analyse d'un dipôle sont comparées à la simulation électromagnétique effectuée sous CST Microwave Studio

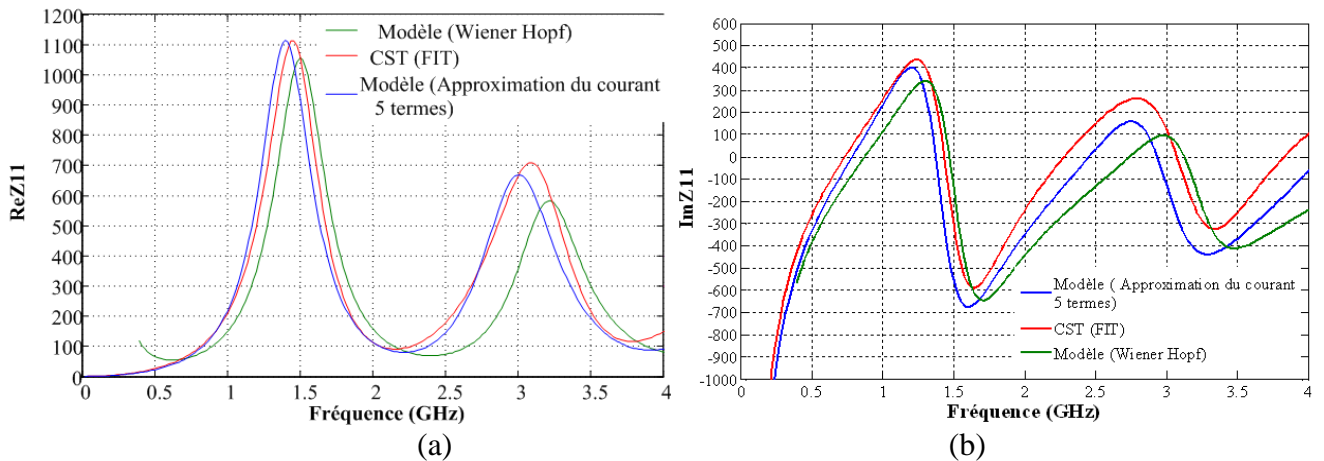


Figure II. 57: Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Même si le modèle de Wiener-Hopf est valable pour un modèle pour les antennes longues, c'est le modèle de King qui est plus proche des résultats obtenus sous CST. Par ailleurs, le modèle d'approximation du courant est plus facile à mettre en œuvre (une matrice 7×7 à inverser) alors que pour le modèle de Wiener-Hopf, les formules existent dans le cas d'un dipôle seul mais les intégrales sont difficiles à calculer dans le cas général de deux dipôles couplés (aucune hypothèse faite sur W)

3.3.1.5.2 Comparaison des impédances d'entrée de structures cylindriques

Nous allons tout d'abord étudier le cas d'un dipôle seul de mi-hauteur L valant 90 mm (figures II.58). Les simulations seront effectuées à l'aide du logiciel CST pour deux valeurs du paramètre h : $h=2\text{mm}$ (cas théorique: $h \ll L$) et $h=11\text{mm}$ (cas réel). Les résultats du modèle analytique seront obtenus à partir de l'approximation du courant en 5 termes.

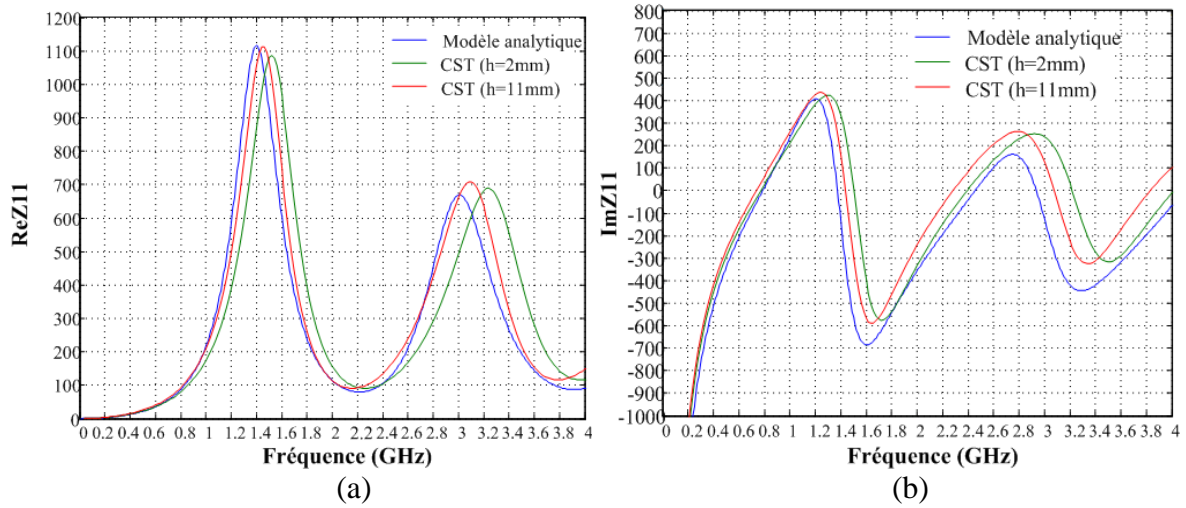


Figure II. 58: Impédance d'entrée d'un dipôle cylindrique (méthode d'approximation du courant)
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On observe une différence entre le modèle analytique et les résultats de simulation: Les positions des résonances parallèles sont décalées d'environ 8%.

Ensuite, le cas deux dipôles identiques couplés sera examiné: les valeurs numériques sont alors les suivantes: $L=90mm$, $W=24mm$, $a=1mm$. Les figures suivantes présentent une comparaison des parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés obtenues par l'approximation du courant avec 5 termes d'une part et sous CST Microwave studio d'autre part. (figures II.59). La comparaison est faite sur deux cas particuliers: $h=2mm$ (ce qui correspond au cas de la théorie de King: $h \ll L$) et $h=11mm$ (cas réel).

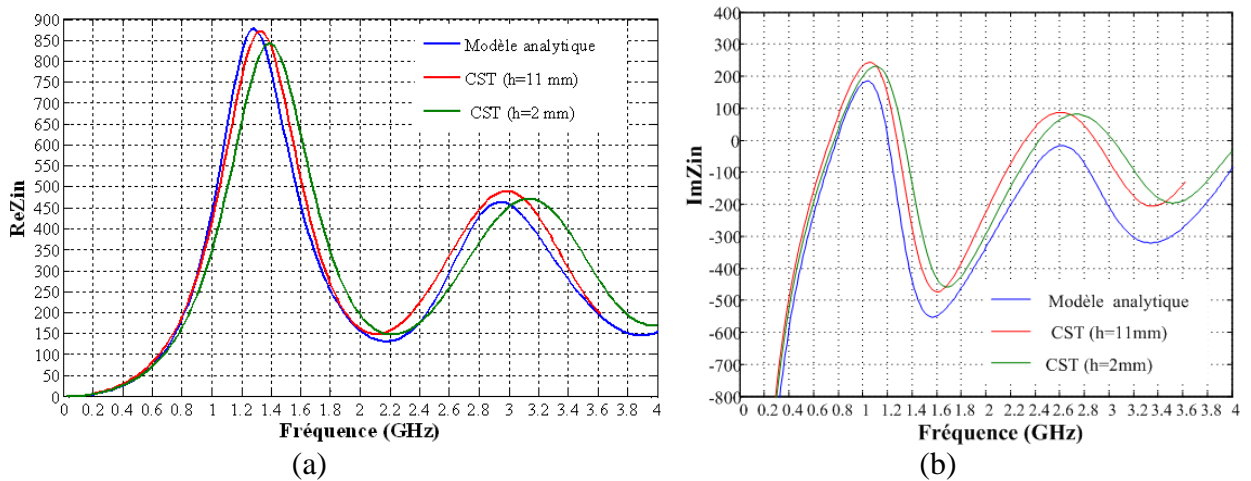


Figure II. 59: Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques (méthode d'approximation du courant)
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Comme dans le cas d'un seul dipôle, il existe une différence entre le modèle analytique et les résultats obtenus sous CST: Les positions des résonances parallèles sont décalées d'environ 8%. Ce décalage est dû au fait que le modèle d'approximation du courant à 5 termes ne prend pas en compte le paramètre h qui représente la distance entre les deux bras du dipôle..

3.3.2 Modélisation complète de l'antenne filaire repliée

A partir des différentes modélisations analytiques d'antennes cylindriques, l'antenne filaire repliée va être modélisée en utilisant l'approximation du courant à 5 termes. La suite de ce paragraphe sera consacrée à l'étude approfondie de la résistance de rayonnement de la ligne de transmission à partir de la méthode de Wiener Hopf, puis à des comparaisons de résultats entre le modèle analytique et les simulations numériques de l'antenne filaire repliée dans le cas d'une alimentation centrée et décalée.

3.3.2.1 Résistance de rayonnement de la ligne de transmission

La figure II.60 présente la géométrie de la ligne bifilaire de longueur $l = 3W/2$, de rayon a :

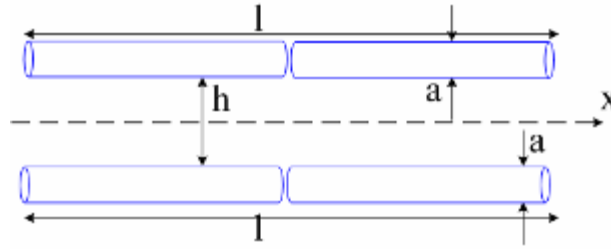


Figure II. 60: Ligne bifilaire.

Comme on l'a vu dans le paragraphe sur la modélisation d'antennes cylindriques, on utilise le même formalisme que dans le cas d'un seul dipôle cylindrique mais en rajoutant une autre hypothèse: la distribution du courant reste symétrique sur chaque dipôle: la distance entre les deux dipôles ne doit pas être trop petite. Autrement dit, d'après la figure II.60, on a la relation suivante: $kW \ll 1$. Par ailleurs, on différenciera les parties symétriques et antisymétriques du courant.

L'expression du noyau d'un tel dispositif est alors la suivante:

$$K_{s,a}(z) = K_{seul}(z) \pm \frac{e^{jk\sqrt{(z^2+W^2)}}}{\sqrt{(z^2+W^2)}} \quad (65)$$

s pour cas symétrique et a pour le cas antisymétrique

Sa transformée de Fourier est donnée par :

$$\overline{K}_{s,a}(\xi) = \overline{K}_{seul}(\xi) \pm j\pi H_0^{(1)} \left[W \sqrt{k^2 - \xi^2} \right] \quad (66)$$

Mais avec l'approximation sur W qui a été rajoutée, on peut remplacer la fonction de Hankel par un logarithme:

$$\overline{K}_s(\xi) = 2 \left\{ 2\Omega_{1s} - \ln \left(\frac{k^2 - \xi^2}{k^2} \right) \right\}, \text{ avec } \Omega_{1s} = \ln \left(\sqrt{\frac{2}{k^2 a W}} \right) - \gamma \quad (67)$$

On peut maintenant appliquer la procédure de Wiener Hopf:

Comme pour le cas d'un seul dipôle cylindrique, la première étape consiste à déterminer la constante d'intégration C de l'équation intégrale du courant: Elle est déterminée à partir de la condition aux limites $I(1)=0$. On considère uniquement le cas de deux dipôles dans le cas antisymétrique et dans ce

cas particulier, de plus on a la relation $k \frac{W^2}{\lambda} \ll 1$

Après quelques manipulations, on trouve:

$$C = -j \frac{1}{2} \frac{1 - \left(1 - \frac{3j\alpha}{2kl}\right) \Lambda}{1 + \left(1 - \frac{j\alpha}{2kl}\right) \Lambda}, \quad \alpha = \frac{1}{4} \frac{k^2 W^2}{\ln \frac{W}{a}}, \quad \Lambda = \Gamma e^{jk2(L+L_c)} \quad (67)$$

Où L_c et Γ sont deux fonctions dépendant de a et W .

Une fois cette constante calculée, on obtient la partie réelle de l'impédance d'entrée vue par les deux dipôles couplés, autrement dit la résistance de rayonnement de la ligne de transmission. Pour plus de clarté, on définit deux autres fonctions supplémentaires (fonction paire U_a et fonction impaire S_a):

$$S_a(Z) = \int_{C_0} \frac{d\xi}{K_a(\xi)} \int_0^Z \sin(kz) e^{-i\xi Z} dz \quad (69)$$

$$U_a(Z) = \int_{C_0} \frac{d\xi}{K_a(\xi)} \int_{-Z}^Z \cos(kz) e^{-i\xi Z} dz$$

La résistance de rayonnement de la ligne de transmission est alors donnée par la relation suivante:

$$R_{LT} = \frac{1}{G_{LT}} = -\frac{\eta_0}{4(\text{Im}(S_a(l)) + \text{Im}(C.U_a(l)))} \quad (70)$$

Après quelques manipulations et en négligeant les termes kW^{-4} et kl^2 , on aboutit à une expression analytique de la résistance de rayonnement en fonction du rayon a et de la distance h :

$$R_{LT} = \frac{\eta_0 (kh)^2}{4\pi} \left[1 - \frac{1}{6} (kh)^2 \right] \left[\frac{\frac{1}{4} - \ln(kh) + \gamma - \frac{11}{6}}{\ln\left(\frac{h}{a}\right)} \right] \quad (71)$$

γ =constante d'Euler

On retrouve avec cette équation la résistance de rayonnement d'une ligne bifilaire calculée lors du modèle emf. On a supposé un courant sinusoïdal (la ligne bifilaire était de longueur infinie). De plus, ce résultat est obtenu en supposant que le courant est symétrique sur chaque dipôle. L'effet de proximité des deux dipôles pouvait être négligé.

3.3.2.2 Résultat et discussion

3.3.2.2.1 Modèle de l'antenne à alimentation centrée

Les simulations ont été réalisées sur le dipôle filaire replié optimisé : $L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$, $a=1\text{mm}$ (rayon des fils cylindriques) et $d=0\text{ mm}$, $h=11\text{ mm}$.

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle filaire replié, d'abord en tenant compte de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire, puis en la négligeant.

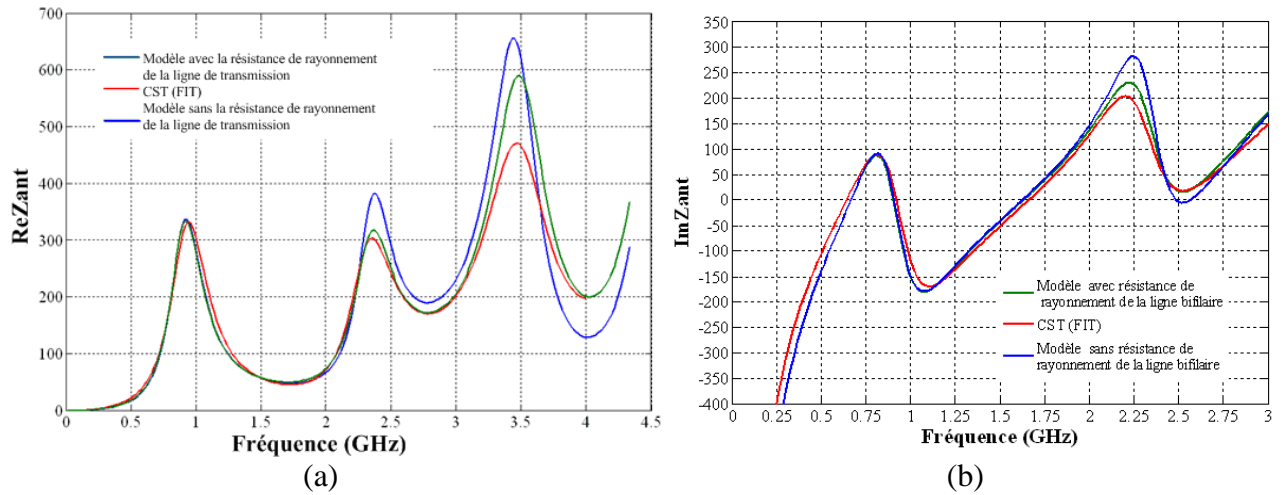


Figure II. 61: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation centrée
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On remarque que le modèle analytique (avec l'approximation du courant en 5 termes), qui a été utilisé au début de ce chapitre modélise correctement l'antenne filaire repliée: les fréquences de résonances série et parallèles sont bien positionnées. L'ajout de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire permet de se rapprocher de façon importante de la simulation électromagnétique. On note une différence de 7% entre le modèle avec la résistance de rayonnement et la simulation numérique contre une différence de 15% entre le modèle sans la résistance de rayonnement et la simulation numérique..

3.3.2.2.2 Modèle de l'antenne à alimentation décalée

Les simulations ont été réalisées sur le dipôle filaire replié optimisé à alimentation décalée : $L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$, $a=1\text{mm}$ (rayon des fils cylindriques) et $d=4\text{ mm}$, $h=11\text{ mm}$

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du dipôle filaire replié à alimentation décalée

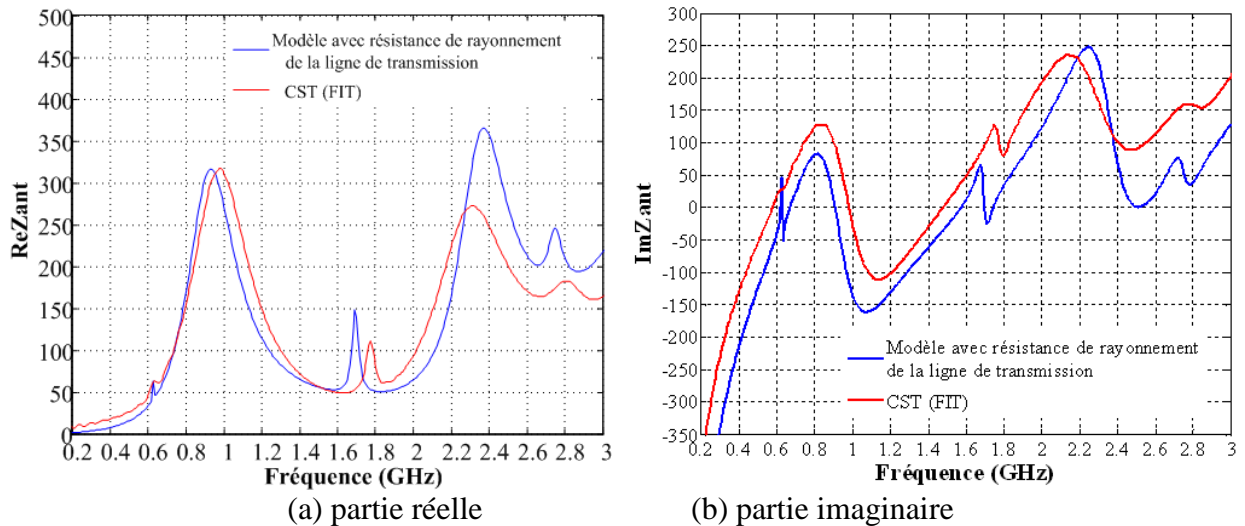


Figure II. 62: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée à alimentation décalée
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

Le modèle analytique utilisant l'approximation du courant en 5 termes permet de rendre compte du comportement général l'antenne filaire repliée à alimentation décalée ; les fréquences de résonances série et parallèles sont correctement positionnées. On note cependant un écart important sur l'estimation de l'impédance d'entrée malgré l'ajout de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire. La non prise en compte du paramètre h ne permet pas de justifier complètement cette différence importante. On

explique les écarts observés par le fait d'avoir négligé le couplage entre la ligne de transmission et les dipôles, ainsi que les effets de bords dus aux lignes de transmission.

Le modèle analytique ainsi obtenu pour tout type d'alimentation (centrée ou décalée) permet cependant de caractériser de façon très satisfaisante l'antenne filaire repliée. A partir des paramètres géométriques de l'antenne et de ce modèle, on est à même de calculer rapidement la position et l'amplitude des fréquences de résonances parallèles et donc de quantifier sa bande passante. L'avantage principal de cette modélisation est sa rapidité. On obtient la bande passante de l'antenne en une dizaine de secondes alors qu'il faut une dizaine de minutes pour l'obtenir à partir d'un logiciel CST Microwave Studio. Il est intéressant de voir s'il est possible d'établir rapidement un schéma électrique équivalent de l'antenne. L'utilisation d'un logiciel de type ADS permettrait alors d'adapter cette antenne avec n'importe quel circuit d'adaptation large bande (passif ou actif) et ce avec un temps de simulation très court (de l'ordre de quelques secondes). Cela sera l'objet de ce paragraphe consacré au schéma électrique équivalent de l'antenne filaire repliée.

3.3.3 Schéma électrique équivalent de l'antenne filaire repliée

Depuis quelques temps, de nombreux auteurs ont essayé d'établir un schéma électrique équivalent pour les antennes dans le but de caractériser rapidement ces antennes [41], [42].

3.3.3.1 Généralités sur les schémas électriques pour les antennes

En principe, il est très difficile d'avoir une relation analytique entre les éléments du schéma électrique équivalent de l'antenne et les paramètres géométriques qui la décrivent. Le plus souvent, on est obligé de déterminer le schéma équivalent à partir des formes canoniques de Foster. (1^{ère} forme ou 2^{ème} forme)

3.3.3.1.1 Schéma électrique d'un dipôle aux alentours de la 1^{ère} résonance

La modélisation analytique a été réalisée sur le dipôle de mi-hauteur : $L=90\text{mm}$, de rayon $a=1\text{mm}$ lors de ce paragraphe.

Lors du début du second chapitre, on a exprimé le facteur de qualité d'une antenne en fonction de ses paramètres géométriques : nous avons vu alors qu'il était possible d'obtenir un schéma électrique équivalent aux alentours de la 1^{ère} résonance. C'est la théorie de Chu qui nous dit que n'importe quelle antenne peut être approximée par un schéma RLC série ou R désigne la résistance de rayonnement à la première fréquence de résonance et L et C doivent résonner à la fréquence de résonance f_0 si on néglige les modes supérieurs.

Pour un dipôle cylindrique, la résistance de rayonnement à sa première fréquence de résonance est égale à $73\ \Omega$. La capacité C_1 et l'inductance L_1 ont été calculées pour la fréquence $f_0=1.12\ \text{GHz}$.

Une représentation de ce schéma est présentée sur la figure II.63

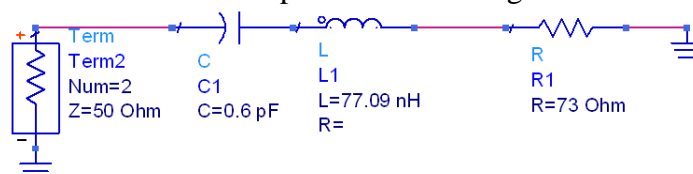


Figure II. 63: Schéma électrique équivalent de Chu pour un dipôle cylindrique.

Ce schéma très simple n'est pas réaliste surtout en ce qui concerne sa partie réelle. En effet la partie réelle de ce schéma est constante, ce qui bien entendu n'est pas le cas pour l'antenne. En utilisant uniquement une capacité, une inductance et une résistance, on peut modifier la structure du schéma de

Chu pour obtenir un schéma équivalent dont la partie réelle n'est plus constante mais dépend de la fréquence.

Ce nouveau schéma est représenté à la figure II.64

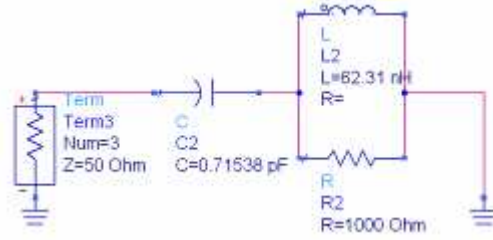


Figure II. 64: Schéma électrique équivalent (Chu modifié) pour un dipôle cylindrique

Les valeurs des éléments sont calculées de la façon suivante : On note R_{rad} la résistance de rayonnement d'un dipôle. C_1 est la capacité statique de l'antenne et pouvant s'exprimer en fonction de L et de a :

$$C_2 = \frac{27.82 \times 10^{-12} L}{\ln\left(\frac{2L}{a}\right) - 1.693} \quad (72)$$

Les valeurs de L_2 et R_2 sont calculées à la fréquence de résonance au moment où la partie imaginaire de l'impédance est nulle et sa partie réelle est égale à la résistance de rayonnement du dipôle, notée R_{rad}

$$L_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2} + C_2 R_{\text{rad}}^2 \quad (73)$$

$$R_2 = \frac{L_2}{C_2 R_{\text{rad}}}$$

Les figures suivantes présentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée d'un dipôle seul obtenues par modélisation analytique d'une part et calculées à partir du schéma électrique d'autre part.

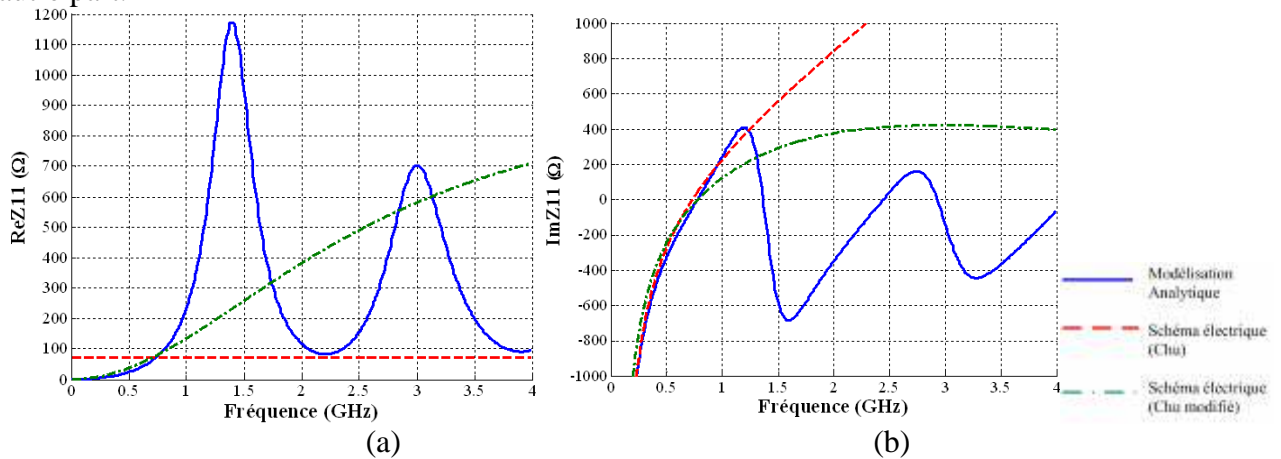


Figure II. 65: Impédance d'entrée d'un dipôle (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On remarque que la partie réelle de l'impédance du dipôle à partir du schéma électrique de la première fréquence de résonance modifié n'est pas constante en fonction de la fréquence et est en bon accord avec la modélisation analytique avant la première fréquence de résonance. Par contre, en ce qui concerne la partie imaginaire, il y a une bonne correspondance entre la modélisation analytique et les schémas électriques du dipôle.

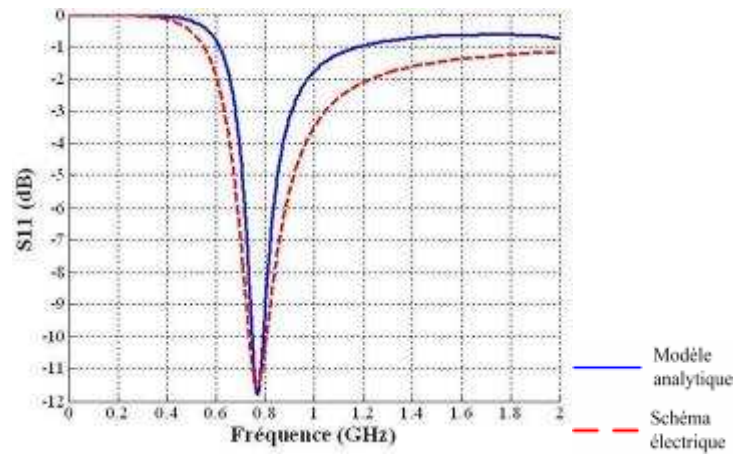


Figure II. 66: Adaptation d'un dipôle (Modèle analytique et schéma électrique).

3.3.3.1.2 Schéma électrique d'antennes par des formes canoniques de Foster

Comme on l'a vu précédemment, on arrive assez facilement à mettre en relation les paramètres géométriques du dipôle avec son ?? circuit équivalent électrique d'un ?? dipôle cylindrique jusqu'à sa première fréquence de résonance parallèle. Par contre, il est plus difficile d'obtenir des relations analytiques exactes au-delà de cette fréquence pour ce dipôle.

Il est donc évident que l'on ne pourra pas avoir de relation analytique entre paramètres géométriques d'une antenne Ultra Large Bande et son schéma électrique équivalent. Par contre, comme les antennes sont des éléments passifs et linéaires, leurs impédances d'entrée peuvent être représentées par une forme canonique de Foster [43], [44] : La première forme concerne plutôt les antennes électriques (dipôles, monopoles) et la seconde les antennes magnétiques (les boucles magnétiques). Ces schémas électriques sont des circuits RLC, pour lesquels on utilise une méthode itérative pour calculer les valeurs des composants passifs R, L et C. Il suffit pour cela d'interpoler les résultats de l'impédance d'entrée du schéma électriques avec ceux obtenus par simulations numériques, modèles analytiques ou encore par des mesures.

La figure ci-dessous représente les deux formes de Foster :

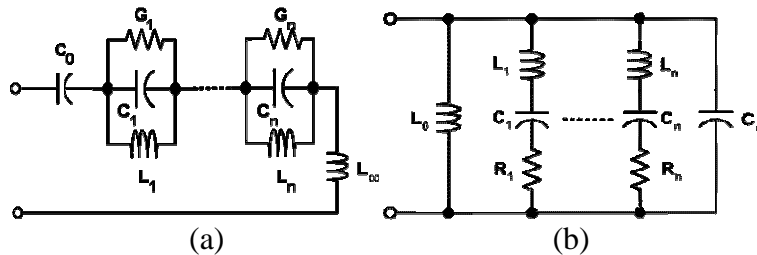


Figure II. 67: (a) Première forme canonique de Foster (b) Seconde forme canonique de Foster.

Nous nous intéressons ici uniquement au cas des antennes électriques. Les antennes vont être modélisées grâce à la 1^{ère} forme canonique de Foster. Les différentes résonances de l'antenne vont être représentées par des circuits RLC parallèles. De plus, la capacité C_0 modélise la capacité statique de l'antenne et l'inductance L_∞ fait disparaître l'effet de la capacité C_0 en hautes fréquences.

Le reste de ce paragraphe sera consacré à l'étude de l'antenne filaire repliée dans le cas de l'alimentation centrée. La comparaison se fera à partir de la modélisation analytique que l'on a développée précédemment (par approximation du courant).

3.3.3.2 Résultats et discussions

3.3.3.2.1 Schéma équivalent électrique d'un dipôle seul

La modélisation analytique a été réalisée sur le dipôle de mi-hauteur : $L=90\text{mm}$, de rayon $a=1\text{mm}$.

La figure suivante représente le schéma électrique d'un dipôle seul à partir de la 1^{ère} forme canonique de Foster.

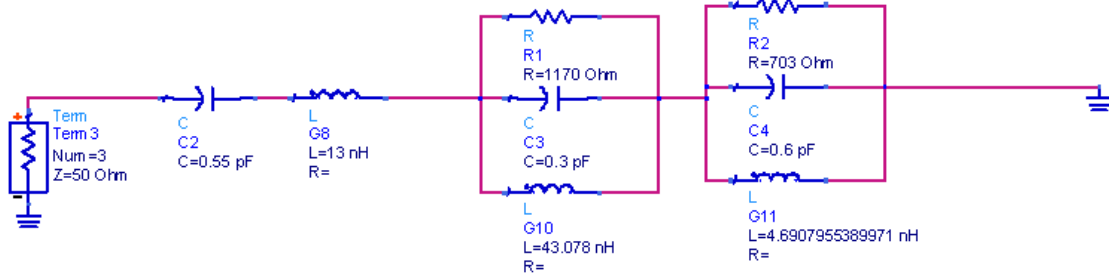


Figure II. 68. Schéma équivalent d'un dipôle seul (Première forme canonique de Foster).

Les différentes valeurs des éléments passifs sont déterminées de façon itérative [20] : sachant que le premier circuit RLC parallèle doit résonner à la première fréquence de résonance (1.15 GHz) et le second RLC parallèle résonne à 3 GHz.

Les figures suivantes présentent une comparaison des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée d'un dipôle seul obtenues par modélisation analytique d'une part et à partir du schéma électrique d'autre part.

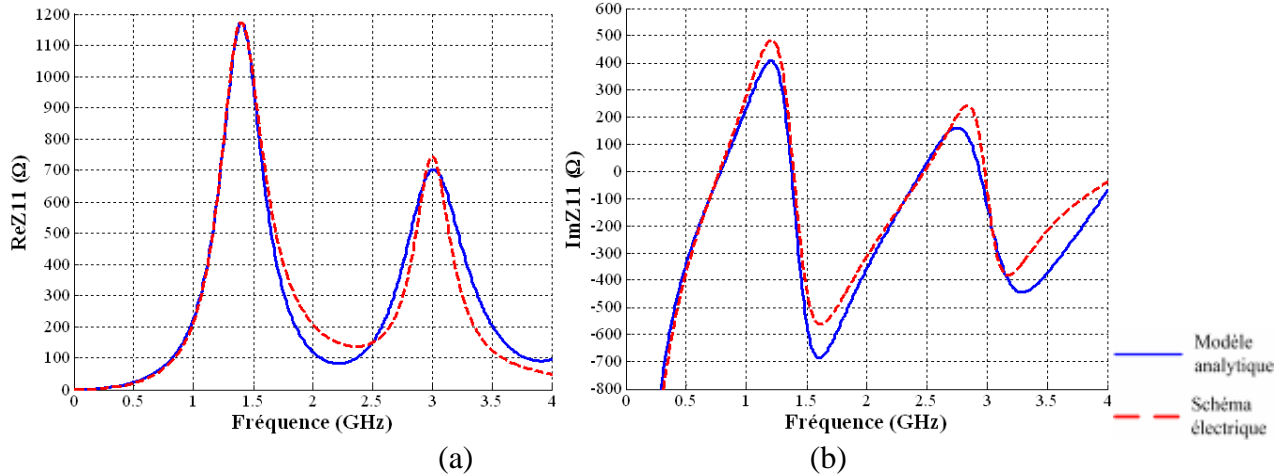


Figure II. 69: Impédance d'entrée d'un dipôle (1^{ère} forme de Foster) (a) partie réelle (b) partie imaginaire

Comme on peut le voir sur les figures II.70 on note une bonne correspondance entre le schéma électrique (décomposition en éléments de Foster) et la modélisation analytique. Ce schéma électrique permet bien de calculer l'impédance d'entrée d'un dipôle seul au-delà de sa seconde résonance. Regardons maintenant ce que l'on peut obtenir comme schéma électrique pour deux dipôles couplés identiques.

3.3.3.2.2 Schéma équivalent de deux dipôles couplés identiques

La modélisation analytique a été réalisée sur deux dipôles couplés identiques de mi-hauteur : $L=90\text{mm}$, de rayon $a=1\text{mm}$, séparés d'une distance $W=24\text{mm}$.

La figure suivante représente le schéma électrique de deux dipôles couplés identiques à partir de la 1^{ère} forme canonique de Foster.

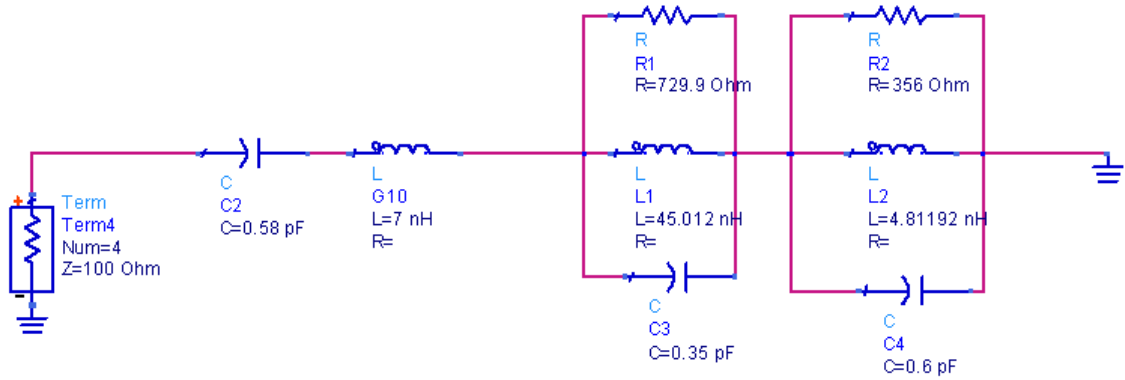


Figure II. 70: Schéma équivalent de deux dipôles identiques couplés (Première forme canonique de Foster).

Les figures suivantes illustrent une comparaison des parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés obtenues par modélisation analytique d'une part et à partir du schéma électrique d'autre part.

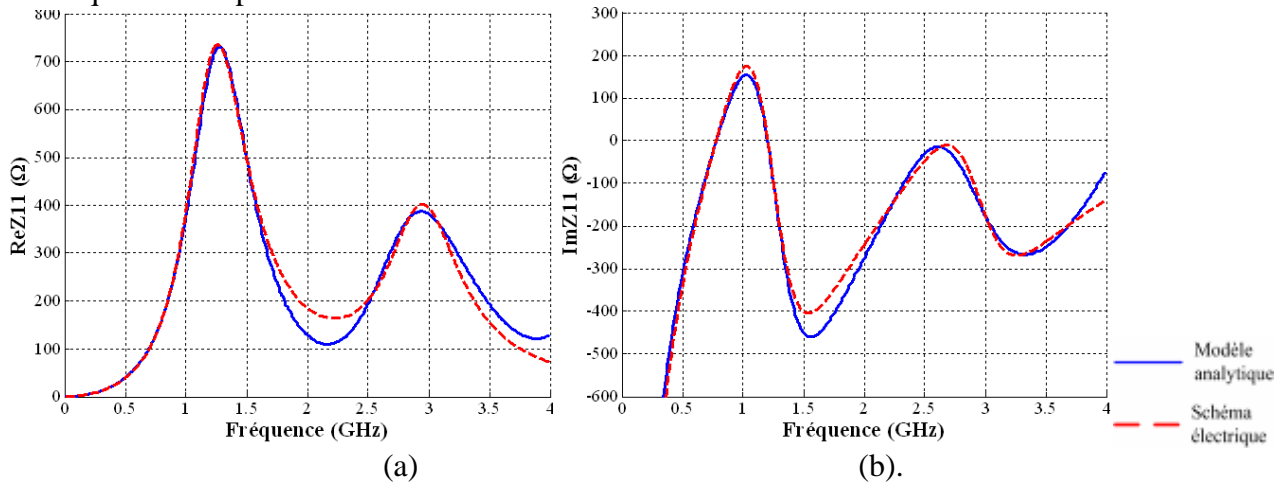


Figure II. 71: Impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On note une bonne concordance entre le schéma électrique (décomposition en éléments de Foster) et la modélisation analytique. Ce schéma électrique permet bien de calculer l'impédance d'entrée de deux dipôles identiques couplés au-delà de sa seconde résonance. On arrive bien à déterminer l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés identiques avec une précision de l'ordre de 2%. Les fréquences parallèles sont bien positionnées ainsi que leur amplitudes. On peut alors espérer obtenir une bonne précision sur la valeur de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée.

3.3.3.2.3 Schéma équivalent de l'antenne filaire repliée

On peut maintenant établir un schéma équivalent à l'antenne filaire repliée à partir du schéma équivalent de deux dipôles couplés. La modélisation analytique a été réalisée sur les dipôles couplés identiques de mi-hauteur : $L=90\text{mm}$, de rayon $a=1\text{mm}$, séparés d'une distance $W=24\text{mm}$ et avec une alimentation centrée ($d=0\text{m}$). La figure II.72 représente le schéma équivalent électrique de l'antenne filaire repliée

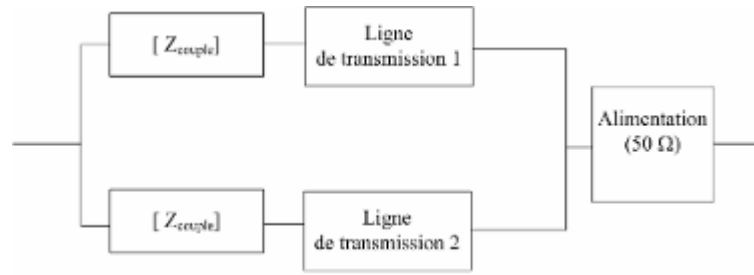


Figure II. 72: Schéma électrique équivalent de l'antenne filaire repliée. Sur ce schéma, Z_{couple} représente la matrice Z des deux dipôles couplés.

Les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée obtenues par ce schéma "circuit" sont représentées sur les figures II.73, leur comparaison avec le modèle analytique étudié précédemment (approximation du courant dans l'équation intégrale) montre que l'on est proche du résultat souhaité.

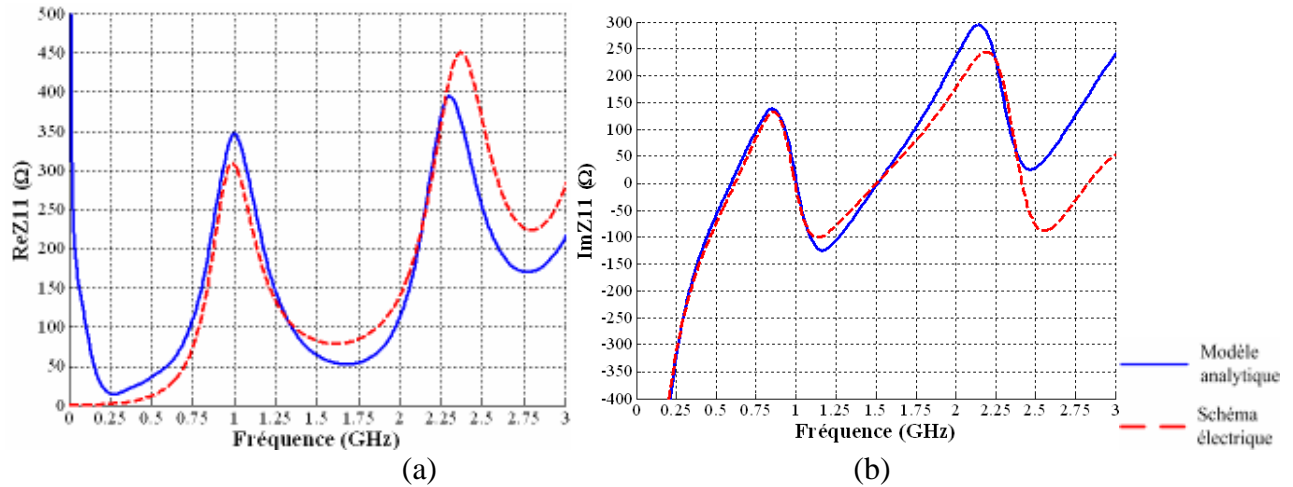


Figure II. 73: Impédance d'entrée de l'antenne filaire repliée (a) partie réelle (b) partie imaginaire.

3.3.3.2.4 Eléments de conclusion

Dans ce paragraphe, on a montré qu'il était possible de calculer l'impédance d'antenne filaire (dipôle seul, dipôles identiques couplés, antenne filaire repliée) à partir d'un schéma électrique équivalent. L'avantage de ce schéma électrique par rapport aux simulations numériques réside dans la rapidité d'évaluation de la bande passante de l'antenne ou dans la localisation des résonances.

Après ces modélisations analytiques de l'antenne filaire repliée, il est maintenant possible de l'optimiser afin d'élargir la bande passante vers les basses fréquences. On doit en effet concevoir une antenne qui possède une bande passante entre 100 MHz- 2 GHz pour un $ROS < 3.5$. L'antenne sera étudiée à l'aide du modèle analytique que l'on a détaillé au paragraphe précédent en tenant compte du fait que les fréquences parallèles déterminées à partir de modèles sont connues à 8% près par rapport aux simulations électromagnétiques ou aux mesures radiofréquences Cette étude est l'objet du dernier paragraphe de ce chapitre.

4 Optimisation de l'antenne filaire repliée

Comme on l'a vu précédemment, il est possible de modéliser de façon analytique l'antenne filaire repliée avec une bonne précision (de l'ordre de 8 % sur la position des fréquences de résonance). L'impédance de l'antenne peut ainsi être obtenue 10 fois plus rapidement qu'à l'aide de logiciels numériques. Cette rapidité d'obtention des caractéristiques de la bande passante de l'antenne nous incite

à utiliser ce modèle analytique pour tenter d'élargir la bande passante vers les basses fréquences ; cela sera l'objet de ce dernier paragraphe. L'optimisation de l'antenne sera faite sur un monopole reposant sur un plan de masse infini.

On garde les mêmes notations qu'au début de ce chapitre (figure II.74) :

- ❖ L: longueur des brins rayonnants
- ❖ h: distance entre plan de masse et monopole
- ❖ W: Largeur de la ligne de transmission en forme de U
- ❖ a: Rayon des brins rayonnants et de la ligne de transmission si on ne les différencie pas
- ❖ X dimension du plan de masse ($X=1$ m)

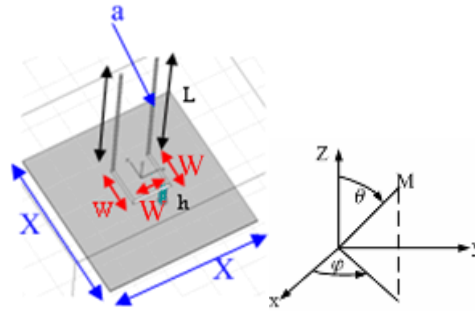


Figure II. 74: Schéma du monopole filaire replié avec son repère et ses paramètres géométriques.

4.1 Problématique

Le cahier des charges nous impose une dimension transverse inférieure à 50 mm et pratiquement pas de limite sur la hauteur de l'antenne (elle doit être inférieure à 1.5m). Par ailleurs, lors de l'étude paramétrique de l'antenne filaire repliée et surtout lors de sa modélisation analytique, on a vu que la hauteur fixait en première approximation la limite basse d'adaptation. Le modèle analytique nous a aussi permis de déterminer de façon très précise l'effet du paramètre W: effet du couplage entre les deux brins rayonnants et impédance ramenée sur la ligne de transmission. A partir de ce modèle, il est possible d'adapter l'antenne vers les basses fréquences, par exemple à partir de 250 MHz.

Il existe plusieurs méthodes pour diminuer la fréquence basse d'adaptation d'une antenne, c'est-à-dire pour 'augmenter sa longueur électrique: On a vu précédemment plusieurs techniques permettant de miniaturiser une antenne (cf. paragraphe sur la miniaturisation de l'antenne): ajout d'une inductance au niveau de l'alimentation, techniques de méandres. Ces différentes techniques possèdent plusieurs inconvénients: le premier d'entre eux est lié à la déformation importante du diagramme de rayonnement de l'antenne.

Comme notre but est d'avoir une antenne ayant un diagramme de rayonnement le plus stable possible sur sa bande de fonctionnement, nous avons gardé la structure originale de l'antenne (deux monopoles couplés identiques, alimentés par une ligne bifilaire en forme de U), puis nous avons essayé de l'optimiser (modification de la structure) afin d'obtenir une antenne ayant une bande passante la plus large possible pour un $|S_{11}| < -6$ dB. A première vue, il suffit d'augmenter la hauteur de l'antenne à 200mm pour obtenir une antenne dont la bande passante commence vers 250 MHz. Les paramètres W et h seront optimisés afin d'avoir une bande passante la plus large possible pour un $|S_{11}| < -6$ dB. La figure suivante montre des tentatives d'optimisations réalisées à l'aide du modèle analytique pour une longueur de brins rayonnants fixée à 200mm, une distance entre monopole et plan de masse fixée à 14mm et deux valeurs de W: l'une fixée à 40mm et l'autre fixée à 50mm

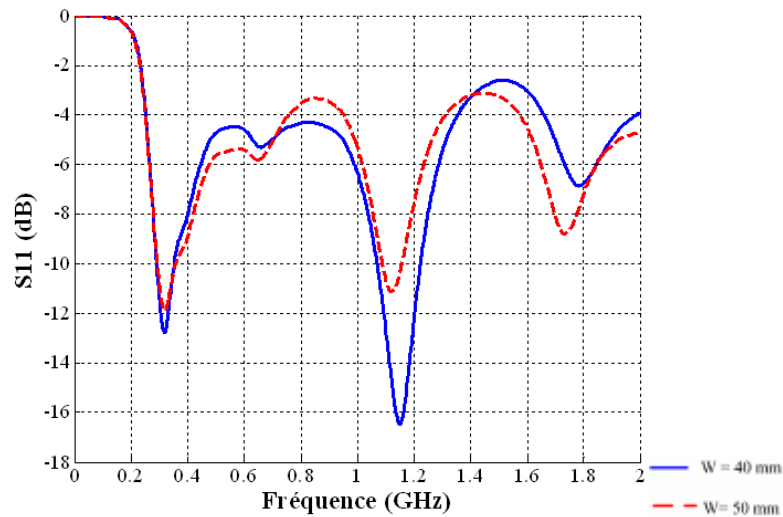


Figure II. 75: Adaptation de l'antenne dans deux cas de figures.

Comme on pouvait s'y attendre, pour un $|S_{11}| < -4.4$ dB (ROS < 4), la bande passante de l'antenne avec un W égal à 40 mm est plus importante que celle avec un W égal à 50 mm: Une bande passante allant de 0.254 GHz à 0.723 GHz contre une bande passante allant de 0.25 GHz à 1.3 GHz. Par ailleurs, le cahier des charges nous impose un rapport d'onde stationnaire inférieur à 3.5, soit un $|S_{11}| < -5.1$ dB. Ces deux constats nous incitent à modifier la structure originale de l'antenne afin de maximiser la bande passante tout en ayant un rapport d'onde stationnaire inférieur à 3.5 et une dimension transverse inférieure à 50 mm.

Deux façons d'avoir une bande passante la plus large possible pour des antennes commençant aux alentours de 250 MHz ont été envisagées:

- ❖ La première consiste à ajouter des tronçons de lignes (stubs). Les dimensions des tronçons de lignes sont déterminées afin d'avoir la bande passante la plus large possible pour un rapport d'onde stationnaire inférieur à 3.5.
- ❖ Le second moyen consiste à utiliser les propriétés d'un dipôle cylindrique. En effet on sait que plus le rayon d'un dipôle cylindrique est important, plus sa bande passante est large. Ce simple constat permet d'augmenter de façon significative la bande passante de l'antenne.

La suite de ce paragraphe sera consacrée à l'étude de l'optimisation de l'antenne filaire repliée aux environs de 250 MHz par les deux méthodes d'optimisation: tronçon de lignes et épaissement des brins rayonnants.

4.2 Optimisation de l'antenne filaire repliée par l'ajout de tronçons de lignes

L'optimisation par ajout de tronçons de lignes sera faite sur l'antenne que l'on a définie précédemment:

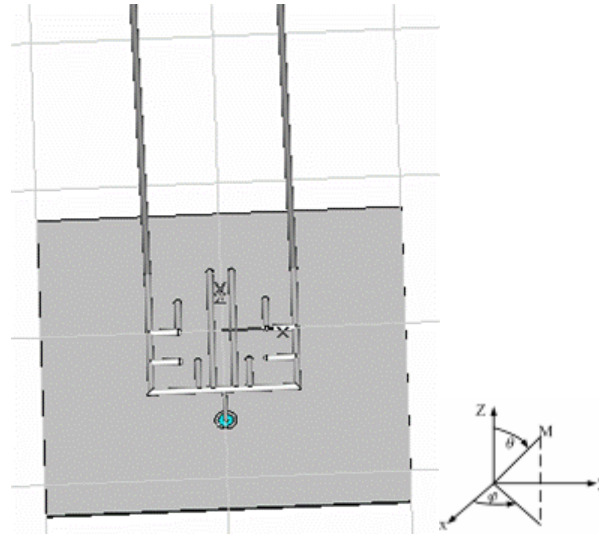


Figure II. 76: Monopole optimisé par ajout de tronçons de lignes.

- ❖ Ses dimensions géométriques sont les suivantes : $L=200$ mm, $W=40$ mm, $h=14$ mm, $a=1$ mm et alimentation centrée
- ❖ Plan de masse carré de dimension $1m \times 1m$
- ❖ Adaptation : elle couvre une bande passante de $0.25-1.3$ GHz pour un $|S_{11}| < -4.4$ dB

Nous allons essayer de diminuer le S_{11} , afin de le faire passer de -4.4 à -5.1 dB (ce qui correspond à un $ROS < 3.5$) grâce à l'ajout de tronçons de lignes.

4.2.1 Mise en équation du problème

La mise en équations s'appuie sur la théorie des lignes de transmission et sur une très bonne précision de l'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés. Pour simplifier le problème, on suppose que l'alimentation est centrée et que les deux monopoles sont identiques.

A la fréquence f_0 , on obtient les équations suivantes si on ajoute un seul tronçon de ligne

$$Y_1 = Y_t \frac{(1/Z_{couple}) + jY_t \tan(kd_1)}{Y_t + j(1/Z_{couple}) \tan(kd_1)} + jB_s \quad Z = Z_t \frac{Z_1 + j(Z_t) \tan(kd_s)}{Z_t + jZ_1 \tan(kd_s)} = 2.Z_{adap} \quad (74)$$

Avec les notations suivantes :

- Z_{couple} : impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés
- Z_t : impédance caractéristique de la ligne de transmission
- $Y_t = 1/Z_t$
- d_s : distance coax-tronçons de lignes
- d_1 distance entre tronçon de lignes et monopole
- L_s : longueur du tronçon de lignes
- B_s : admittance du tronçon de lignes
- Z_{adap} impédance adaptée pour avoir un $ROS < 3.5$, ou un $S_{11} < -5.1$ dB
- Y_1 : Admittance ramenée au niveau du tronçon de lignes
- $Z_1 = 1/Y_1$
- Z impédance ramenée au niveau de l'alimentation

Par itérations successives, on obtient les dimensions (L_s et d_s) du tronçon de ligne avec comme contrainte un $ROS < 3.5$ ou un coefficient de réflexion inférieur à 0.56 . On peut utiliser plusieurs tronçons de lignes pour une fréquence particulière pour améliorer la bande passante de l'antenne optimisée.

Lors de l'optimisation de l'antenne filaire repliée de longueur de 200mm, on va ajouter un ou plusieurs tronçons de lignes à deux fréquences f_1 et f_2 avec comme principal objectif un coefficient de réflexion inférieur à 0.56. ($ROS < 3.5$)

4.2.2 Exemple d'optimisation par ajout de tronçons de lignes

4.2.2.1 Adaptation de l'antenne optimisée

Le but de ce paragraphe est d'optimiser l'antenne filaire repliée de longueur 200 mm par ajout de tronçons de lignes. L'impédance d'entrée vue par les deux monopoles couplés est obtenue à partir du logiciel CST Microwave Studio en supposant que l'on a une impédance d'alimentation de 50Ω . Après plusieurs tentatives, on constate que pour maximiser à la fois la bande passante et une limite supérieure de l'adaptation proche de -5.1 dB, il faut utiliser deux tronçons de lignes pour chaque fréquence.

Il est nécessaire de positionner les tronçons de lignes sur la ligne de transmission à deux fréquences f_1 et f_2 . Ces dernières sont choisies de telle sorte que le coefficient de réflexion reste inférieur à 0.56 et que la bande passante soit supérieure à 500 MHz. Elles doivent être positionnées entre 0.4 et 1 GHz (cf Figure II.76).

Le principe de la détermination des dimensions des tronçons de lignes est le suivant:

- ❖ En se fixant une condition sur le coefficient de réflexion, par exemple 0.56, on peut obtenir les caractéristiques des tronçons de lignes:
- ❖ On fixe la fréquence f_1 et par itérations successives sur les dimensions des tronçons de lignes, on détermine les caractéristiques des deux tronçons de lignes associées à cette fréquence. On fait le même travail pour l'autre fréquence. La distance coax - tronçon de lignes doit en plus être inférieure à W (dimension géométrique de l'antenne).
- ❖ Après avoir déterminé ces caractéristiques on est capable d'obtenir rapidement la bande passante de l'antenne grâce au logiciel CST. Si cette bande passante n'est pas supérieure à 500 MHz, on modifie les fréquences et on recommence la simulation.

Cette technique nous a permis de déterminer les dimensions géométriques des tronçons de lignes pour cette antenne optimisée à partir de 250 MHz.

- ❖ Pour $f_1 = 0.598$ GHz:
 - Premier tronçon de lignes : $d_1 = 3\text{mm}$, $L_1 = 40\text{mm}$,
 - Second tronçon de lignes: $d_{11} = 30\text{ mm}$, $L_{11} = 8\text{mm}$
- ❖ Pour $f_2 = 0.8\text{GHz}$
 - Premier tronçon de lignes : $d_2 = 7\text{mm}$, $L_2 = 10\text{mm}$
 - Second tronçon de lignes : $d_{21} = 40\text{mm}$, $L_{21} = 18\text{mm}$

La figure suivante illustre l'adaptation du monopole filaire replié optimisé par ajout de 4 tronçons de lignes

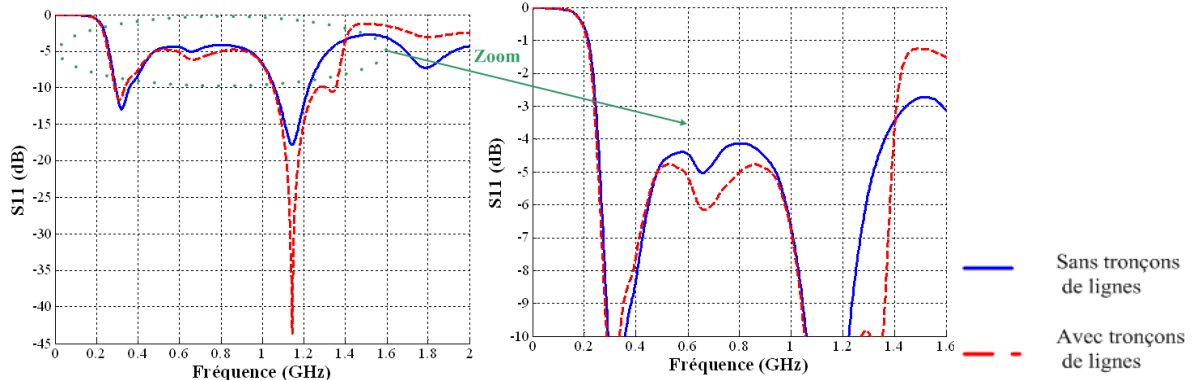


Figure II. 77: Adaptation du monopole optimisé.

Le monopole optimisé grâce à l'ajout de tronçon de lignes couvre une bande de fréquences allant de 0.25-1.4 GHz pour un $|S_{11}| < -4.8$ dB (ou en rapport d'ondes stationnaire, ROS<3.7)

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne avec et sans l'optimisation par ajout de tronçons de ligne.

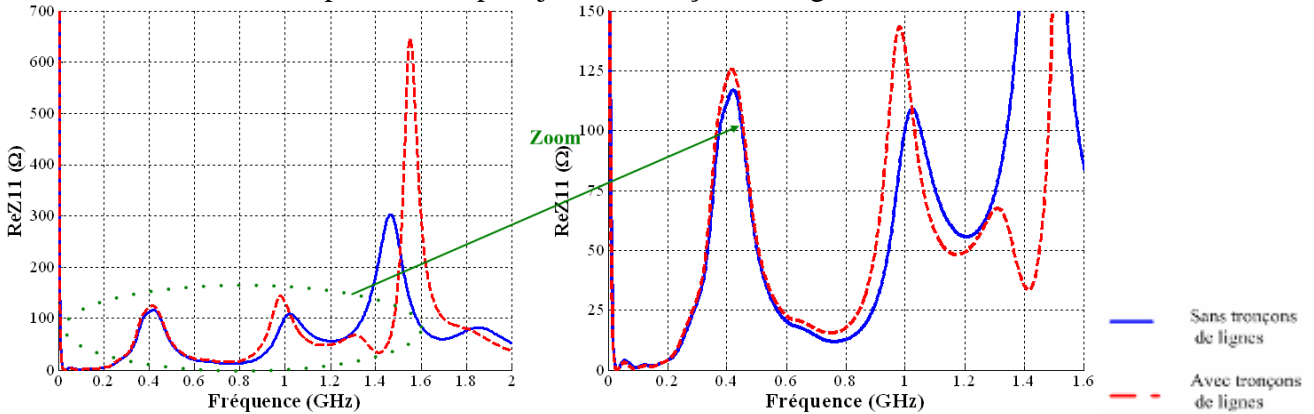


Figure II. 78: Partie réelle de l'impédance d'entrée du monopole optimisé

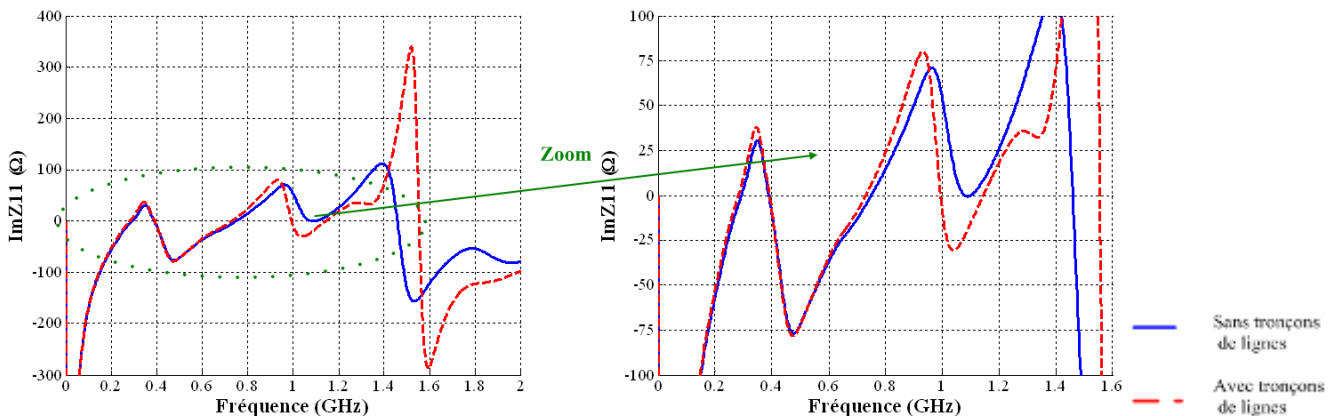


Figure II. 79: Partie imaginaire de l'impédance d'entrée du monopole optimisé.

L'ajout des tronçons de lignes dans le but de modifier les caractéristiques d'adaptation de l'antenne permet de faire les constats suivants :

- ❖ Il est possible d'abaisser la limite supérieure du S_{11} (On passe d'un ROS<4 à un ROS<3.7). Mais cet abaissement n'est pas suffisant et il ne semble pas possible d'atteindre un ROS<3.5 par cette technique.
- ❖ On arrive à augmenter sensiblement la bande passante de l'antenne et l'effet des tronçons de lignes à la seconde fréquence f_2 reste perceptible en hautes fréquences.

- ❖ Enfin, l'impédance d'entrée de l'antenne (parties réelle et imaginaire) est très peu affectée par l'ajout des tronçons de lignes.

Même en ajoutant des tronçons de lignes pour abaisser la limite du coefficient de réflexion, on n'arrivera pas à obtenir à la fois une adaptation inférieure à -5 ou à -6 dB et une bande passante de plus de 500 MHz. La raison principale de ce faible abaissement de cette limite est la restriction sur les longueurs transverses de l'antenne. En effet, la distance entre le câble coaxial et le tronçon de ligne doit être au maximum inférieure à W . De ce fait, si l'antenne est optimisée par ajout de tronçons de lignes, on aura forcément un rapport d'onde stationnaire supérieur à 3.5 et on sortira donc du cahier des charges.

4.2.2.2 Caractéristiques de rayonnement

4.2.2.2.1 Plan H

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié optimisé à l'aide de l'ajout de tronçons de lignes dans le plan H pour différentes fréquences et pour $\theta=80^\circ$ et $\theta=60^\circ$

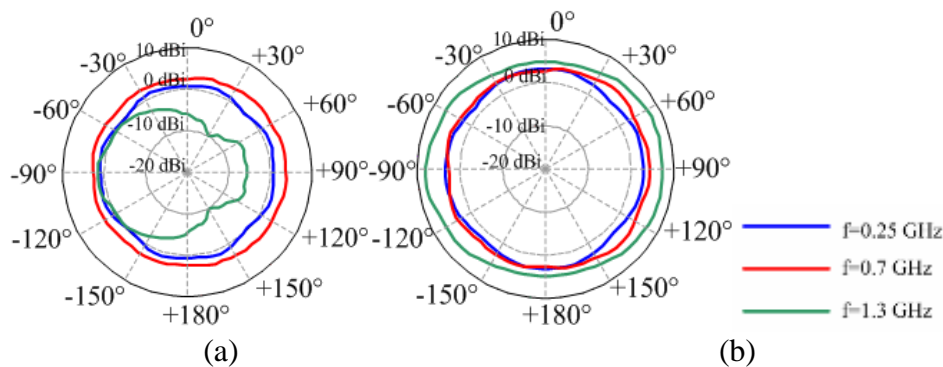


Figure II. 80: Diagramme de rayonnement dans le plan H du monopole optimisé par l'ajout de tronçons de lignes. (a) $\theta=80^\circ$ (b) $\theta=60^\circ$.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne filaire repliée reste omnidirectionnel sur toute la bande de fonctionnement pour un angle d'ouverture θ de 60° . Par contre pour un angle de 80° , le diagramme de rayonnement ne reste pas omnidirectionnel en hautes fréquences et ceci est dû principalement au fait que l'antenne n'a pas une symétrie de révolution parfaite.

La figure ci-dessous représente le gain maximal dans le plan H pour un monopole filaire replié optimisé à l'aide de tronçons de lignes pour différents angles θ

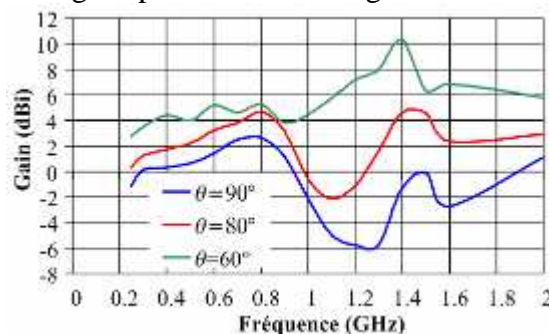


Figure II. 81: Gain du monopole optimisé par ajout de tronçons de lignes dans le plan H.

On note que pour n'importe quelle valeur de l'angle d'ouverture θ , le gain reste relativement stable jusqu'à 0.9 GHz et vaut 2 dBi pour un angle d'ouverture égale à 80° . A partir d'1 GHz, on observe une diminution importante du gain. Cela est dû au fait qu'à cette fréquence, la dimension maximale de l'antenne commence à devenir trop grande par rapport à la longueur d'onde.

4.2.2.2.2 Plan E ($\varphi=0^\circ$)

Les figures ci-dessous illustrent le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié optimisé par l'ajout de tronçons de lignes dans le plan E ($\varphi=0^\circ$) pour différentes fréquences

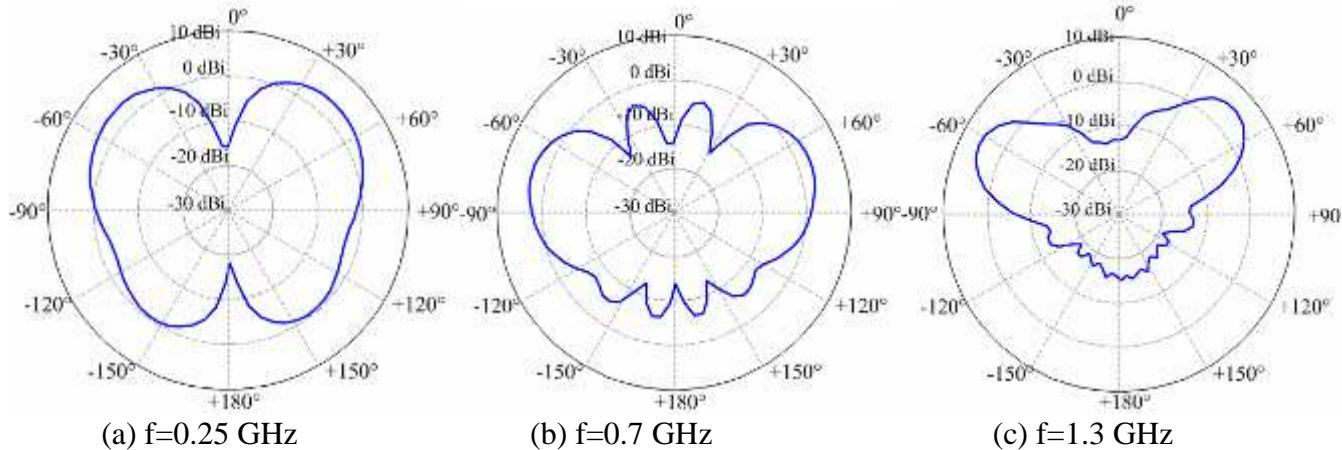


figure II. 82: Diagramme de rayonnement dans le plan E du monopole optimisé par l'ajout de tronçons de lignes

Le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié par ajout de tronçons de lignes reste directif sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne à part pour une fréquence à $f=0.7$ GHz où des lobes secondaires apparaissent mais de faible amplitude.

4.3 Optimisation de l'antenne filaire repliée par épaissement des brins rayonnants

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à la seconde façon d'optimiser l'antenne, par épaissement des brins rayonnants. On note a_R rayon des brins rayonnants et a_{TL} rayon de la ligne de transmission

4.3.1 Etude paramétrique

4.3.1.1 Variation du rayon des brins rayonnants (a_R)

Nous allons étudier en premier lieu l'influence du rayon des brins rayonnants sur l'impédance d'entrée du monopole filaire replié. On suppose que l'alimentation n'est pas décalée

Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $L=200$ mm, $h=14$ mm, $W=32$ mm, $a_{TL}=2$ mm. Le paramètre a_R varie de 3 mm à 5 mm par pas de 1 mm.

Les figures suivantes illustrent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne

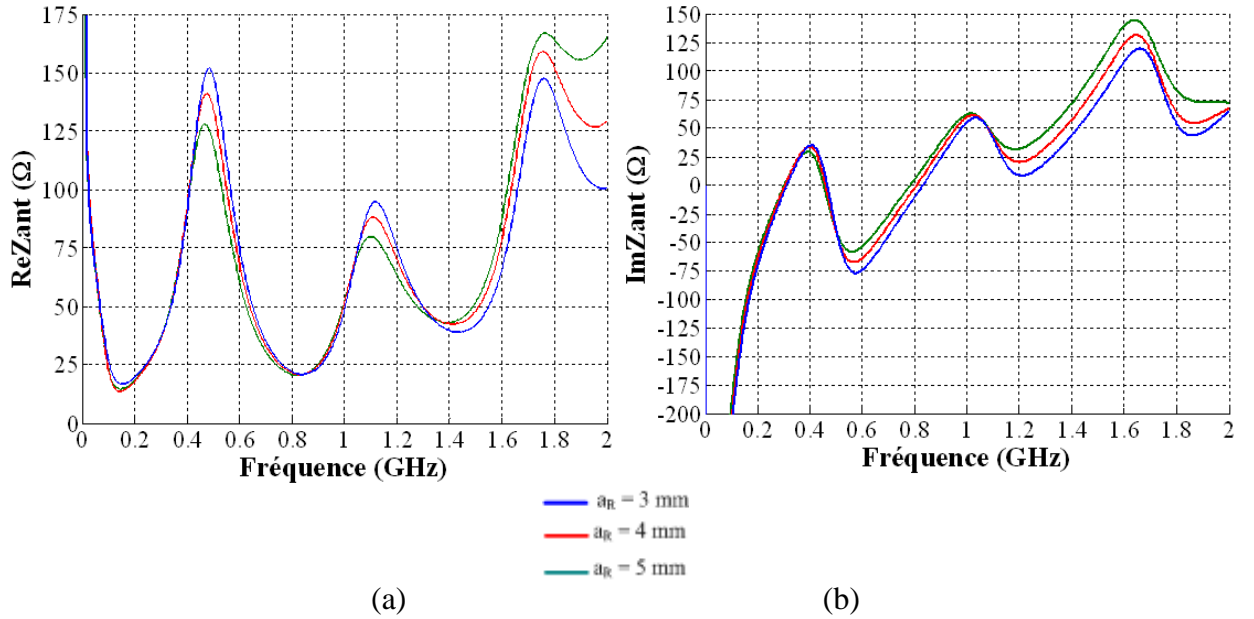


Figure II. 83: Impédance d'entrée du monopole filaire à brins épais en fonction du paramètre a_R
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

A mesure que le rayon des brins rayonnants augmente, la seconde et la troisième fréquence de résonance se décalent vers les basses fréquences.

4.3.1.2 Variation du rayon de la ligne de transmission

Nous allons ensuite étudier l'influence du rayon de la ligne de transmission sur l'impédance d'entrée du monopole filaire repliée. On suppose ici que l'alimentation n'est pas décalée

Les paramètres géométriques de l'antenne sont les suivants: $L=200$ mm, $h=14$ mm, $W=32$ mm, $a_R=2$ mm. Le paramètre a_{TL} varie de 3 mm à 5 mm par pas de 1 mm.

Les figures suivantes représentent les parties réelle et imaginaire de l'impédance d'entrée de l'antenne.

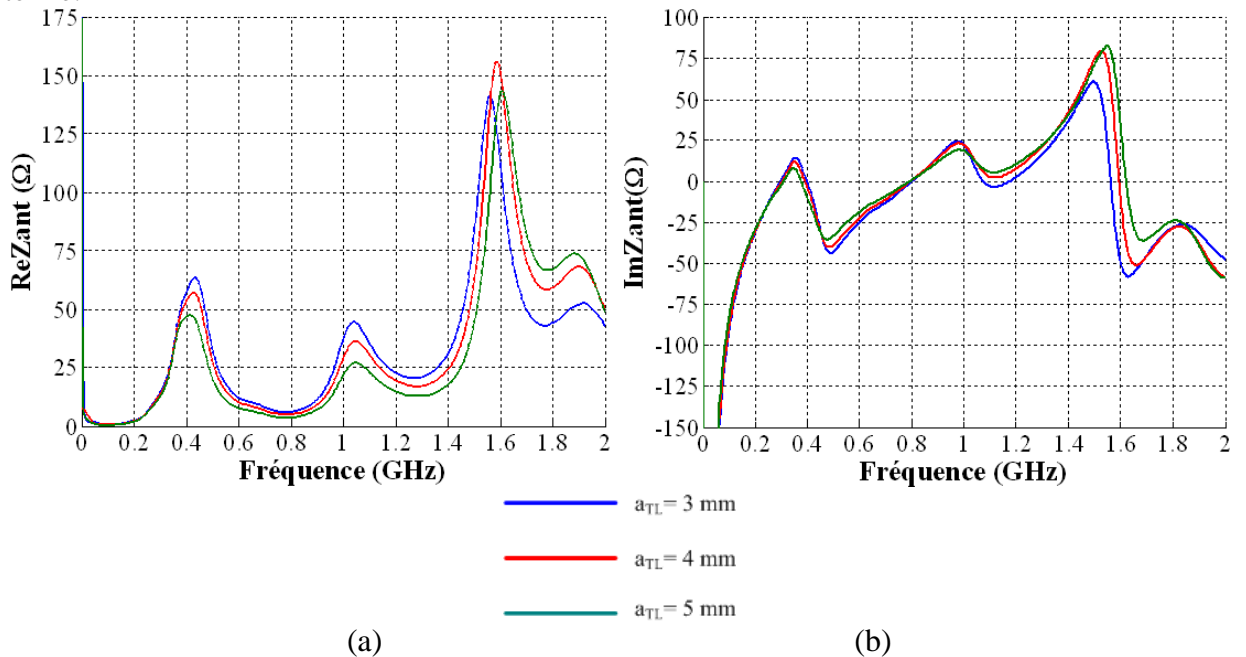


Figure II. 84: Impédance d'entrée du monopole filaire à brins épais en fonction du paramètre a_{TL}
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

A mesure que le rayon de la ligne de transmission diminue, l'amplitude des premières fréquences parallèles augmente légèrement (passant de 55 à 100 ohms) et les secondes et troisièmes fréquences de résonances parallèles se décalent vers les hautes fréquences.

4.3.1.3 Modélisation sur une antenne à alimentation centrée

L'étude précédente montre que le diamètre des brins rayonnants d'une part et de la ligne d'autre part ont des effets différents sur l'impédance d'entrée de l'antenne. Afin de rendre l'étude plus rapide, nous allons introduire ces deux paramètres dans le modèle analytique développé précédemment.

Pour ce faire, il suffit de calculer l'impédance d'entrée des deux monopoles couplés en choisissant le rayon "a" égal au rayon a_R et en calculant l'impédance caractéristique de la ligne bifilaire avec le bon rayon (a_{TL}). Il faut cependant se rappeler que l'étude de l'impédance d'entrée des deux monopoles couplés a été effectuée avec une hypothèse très forte qui est l'hypothèse d'"antenne mince".

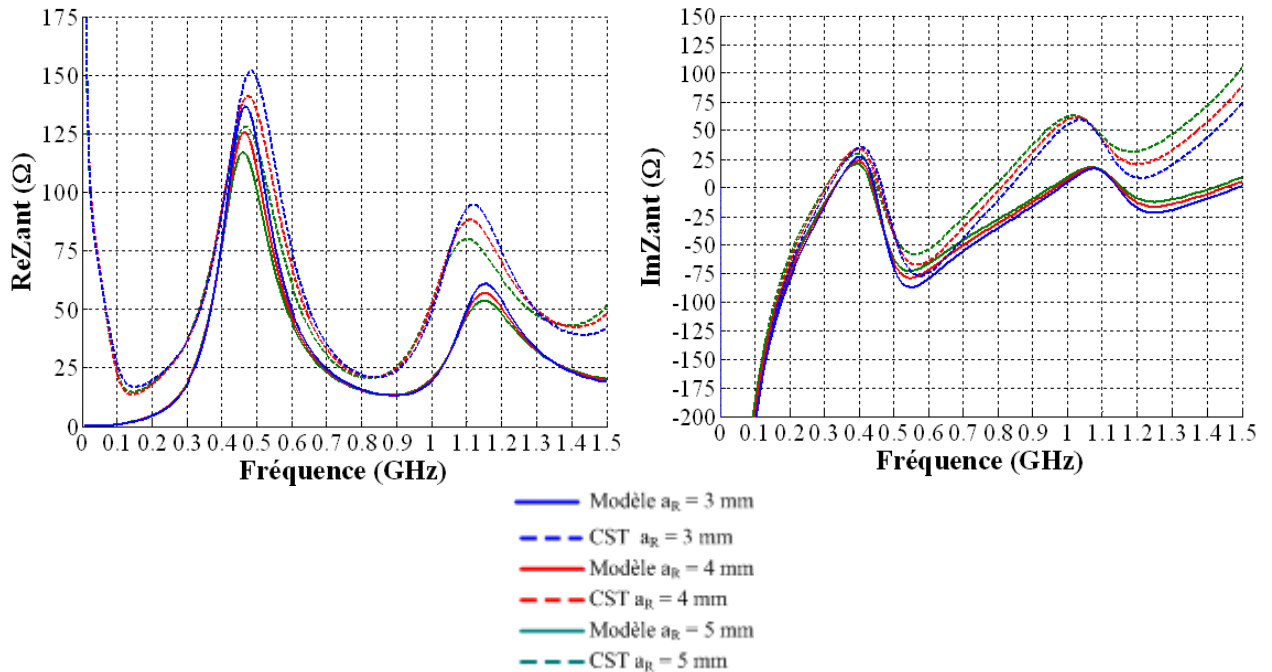
Autrement dit, le rayon des brins rayonnants doit respecter les deux conditions suivantes:

$$ka_R < 0.1 \quad (75)$$

$$\Omega = 2 \ln \left(\frac{2L}{a_R} \right) > 10$$

Les simulations ont été réalisées sur le monopole filaire replié optimisé à brins épais : $L=200\text{mm}$, $W=32\text{mm}$, $d=0\text{ mm}$, $h=14\text{ mm}$. $a_{TL}=2\text{mm}$ (rayon de la ligne bifilaire), et pour différentes valeurs de a_R (rayon des brins rayonnants)

Les figures suivantes représentent les parties réelles et imaginaires de l'impédance d'entrée du le monopole filaire replié optimisé à brins épais en tenant compte de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire.



(a) (b)
Figure II. 85: Impédance d'entrée de l'antenne à brins épais pour plusieurs valeurs de a_R
(a) partie réelle (b) partie imaginaire.

On note une différence de l'ordre de 10 % pour la première position de la fréquence de résonance entre le modèle analytique et la simulation obtenue par le logiciel CST Microwave Studio pour les différentes valeurs de rayons des brins rayonnants. Par contre l'amplitude de la seconde fréquence de résonance obtenue par le logiciel est très différente de celle obtenue par la modélisation analytique (de

l'ordre de 25%) et cette différence s'amplifie à mesure que le rayon des brins rayonnants (le paramètre a_R) augmente (on passe de 24% à 33%). Cette différence peut s'expliquer par le fait que le modèle analytique repose sur une hypothèse très forte, à savoir une antenne "très mince". Les deux conditions (équation 79) ne sont pas respectées dès que a_R atteint 4mm. Pour tenir compte de l'épaississement des brins rayonnants, il faut modifier l'expression du noyau dans l'équation intégrale du courant.

4.3.2 Exemple d'optimisation

Les simulations ont été réalisées sur le monopole filaire replié optimisé à brins épais :

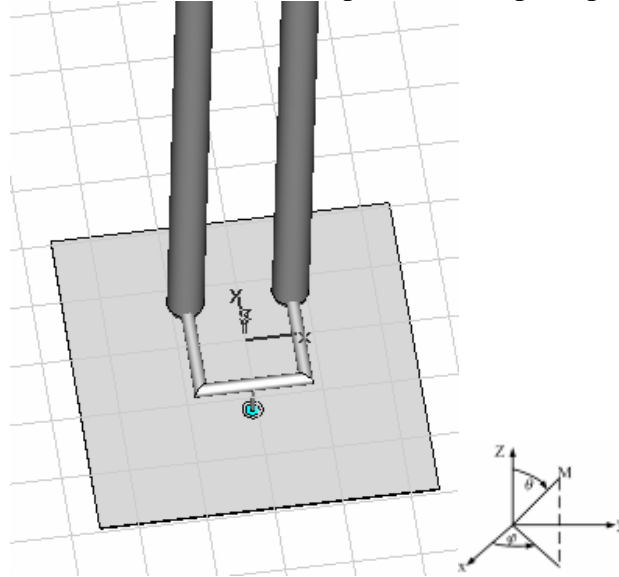


Figure II. 86: Figure du monopole filaire replié à brins épais.

- $L=200\text{mm}$, $W=32\text{mm}$, $h=14\text{mm}$ et $d=0\text{ mm}$
- $a_{TL}=2\text{mm}$ (rayon de la ligne bifilaire),
- $a_R=5\text{mm}$ (rayon des brins rayonnants)
- Dimensions du plan de masse : $1\text{m} \times 1\text{m}$

4.3.2.1 Adaptation de l'antenne optimisée

La figure suivante représente l'adaptation du monopole filaire replié optimisé à brins épais

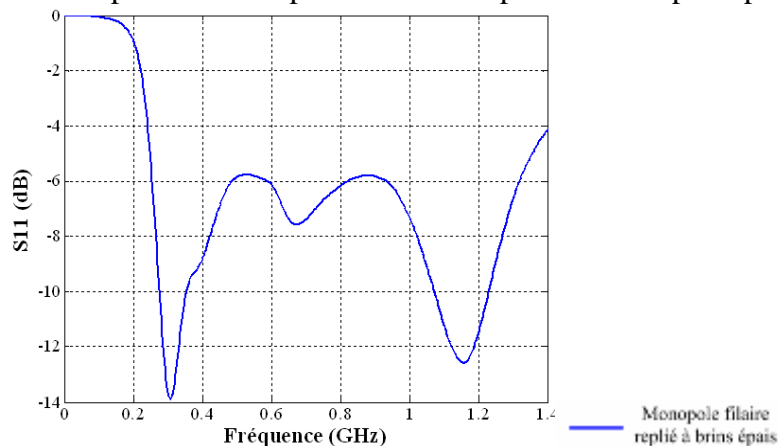


Figure II. 87: Adaptation du monopole filaire replié à brins épais.

Le monopole filaire replié à brins épais couvre une bande de fréquences allant de 0.25-1.33 GHz pour un $|S_{11}| < -5.8\text{ dB}$.

4.3.2.2 Caractéristiques de rayonnement

4.3.2.2.1 Plans H

Les figures ci-dessous représentent le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié à brins épais dans le plan H pour différentes fréquences et pour $\theta=80^\circ$ et $\theta=60^\circ$

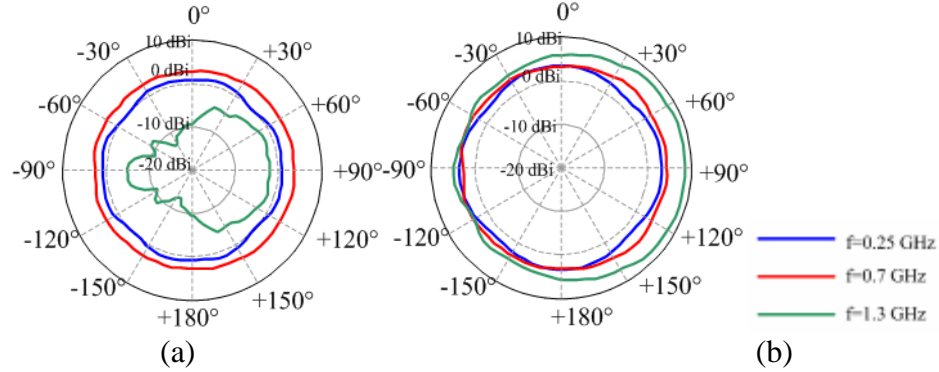


Figure II. 88: Diagramme de rayonnement dans le plan H du monopole à brins épais (a) $\theta=80^\circ$ (b) $\theta=60^\circ$.

Le diagramme de rayonnement de l'antenne filaire repliée à brins épais reste omnidirectionnel sur toute la bande de fonctionnement pour un angle d'ouverture θ de 60° . Par contre vers 80° , le diagramme de rayonnement n'est plus du tout omnidirectionnel en hautes fréquences et ceci est dû principalement au fait que l'antenne n'a pas une symétrie de révolution parfaite: la différenciation entre le rayon des brins rayonnants et celui de la ligne bifilaire se fait de plus en plus sentir en hautes fréquences.

La figure ci-dessous représente le gain dans le plan H pour un monopole filaire replié à brins épais pour différents angles θ

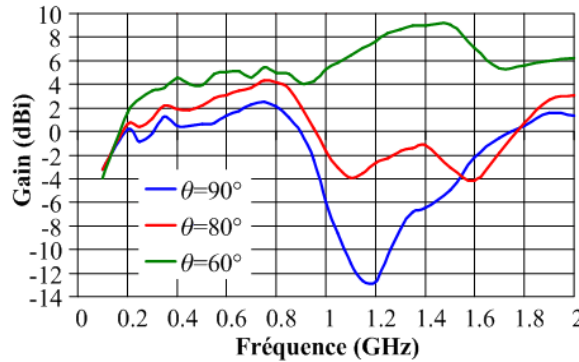


Figure II. 89: Gain du monopole à brins épais dans le plan H pour trois angles d'ouverture.

On note que pour n'importe quelle valeur de l'angle d'ouverture θ , le gain reste relativement stable jusqu'à 1 GHz et est environ égal à 2 dBi pour un angle d'ouverture égale à 80° . A partir d'1 GHz, on note un effondrement du gain. Cela est dû au fait qu'à cette fréquence, la dimension maximale de l'antenne commence à devenir trop importante par rapport à la longueur d'onde.

4.3.2.2.2 Plan E ($\phi=0^\circ$)

Les figures ci-dessous illustrent le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié à brins épais dans le plan E ($\phi=0^\circ$) pour différentes fréquences

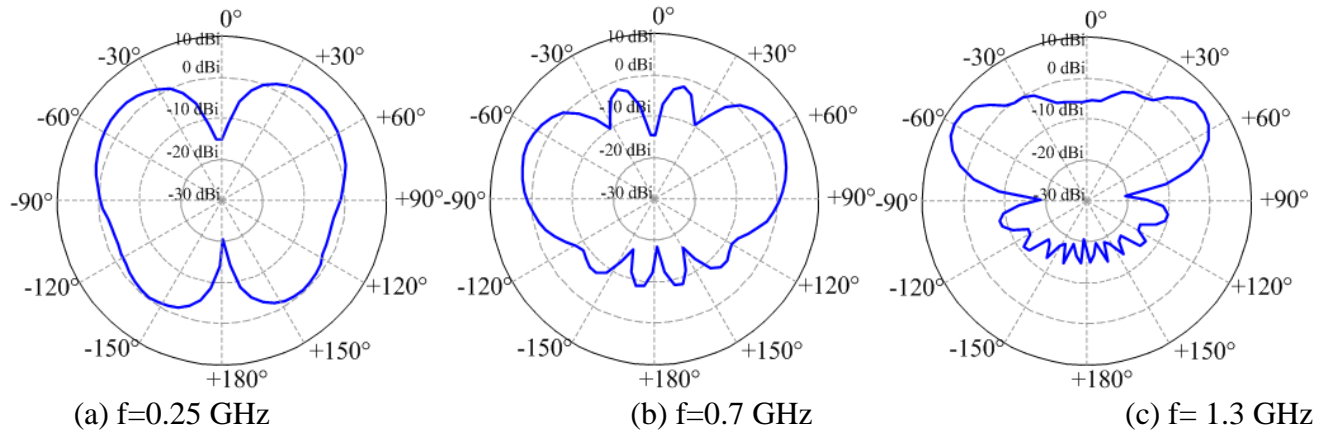


Figure II. 90: Diagramme de rayonnement dans le plan E ($\phi=0^\circ$) du monopole à brins épais.

Le diagramme de rayonnement du monopole filaire replié à brins épais reste directif sur toute la bande de fonctionnement de l'antenne directif et l'ouverture angulaire à -3 dB est quasiment constante. En hautes fréquences, le diagramme de rayonnement est déformé, ce qui est dû au fait que l'épaississement des brins rayonnants se fait de plus en plus en sentir en hautes fréquences.

4.4 Eléments de conclusion sur la modélisation de l'antenne filaire repliée et de son optimisation

Cette dernière partie a été consacrée à l'étude de la modélisation de l'antenne filaire repliée et à celle de son optimisation. Ces antennes peuvent être utilisées pour couvrir la bande passante du spectre (0.1-2GHz) de l'Ultra Large Bande.

La première partie de ce travail a été consacrée à la modélisation de l'antenne filaire repliée en commençant par la méthode de force électromotrice (méthode emf), méthode la plus simple en modélisation analytique d'antenne connue. Cette méthode considère que le courant peut s'écrire sous la forme d'une fonction sinusoïdale. Elle nous a permis de valider le modèle analytique de l'antenne qui découlait de son étude paramétrique. Mais ce modèle comporte plusieurs inconvénients: il ne prend en compte ni l'effet du rayon d'un dipôle cylindrique, ni l'effet de la distance entre les deux bras du dipôle sur son impédance d'entrée.

Nous avons donc cherché à modifier la technique pour prendre en compte ces deux paramètres. La méthode par approximation du courant par une combinaison linéaire de fonctions sinusoïdales a été retenue. Elle prend en compte le rayon du dipôle cylindrique seulement si la condition "antenne fine" est respectée. Le modèle analytique de l'antenne filaire repliée tient compte aussi de la résistance de rayonnement de la ligne bifilaire en forme de U, étant donné la distance entre le plan de masse et le monopole qui est loin d'être négligeable (environs de 11 mm). Cette résistance a été déterminée par la méthode de Wiener Hopf qui donne des expressions rigoureuses et analytiques pour des antennes électriquement longues (longueur supérieure à plusieurs longueurs d'onde). Ce modèle analytique permet très rapidement d'obtenir la bande passante de cette antenne avec toutefois une précision de l'ordre de 10%.

A partir de cette modélisation analytique, il est possible d'obtenir une antenne Ultra Large Bande qui couvre une bande passante allant de 0.25-1.5 GHz pour un $|S_{11}| < -5.8$ dB. Parmi les nombreuses voies qui peuvent être envisagées pour descendre en fréquences une antenne, deux ont été retenues: optimisation par ajout de tronçons de lignes et optimisation par épaississement des brins rayonnants. On a considéré deux types de monopole de hauteur 200 mm optimisés par les deux méthodes précédentes.

La comparaison des 2 méthodes d'optimisation permet de conclure qu'il est facile d'optimiser l'antenne à brins épais. Le rapport des deux rayons (lignes de transmission et brins rayonnants) permet d'adapter l'antenne. On arrive pour une longueur de 200mm, à avoir une bande passante de 1GHz pour un $S_{11} < -5.8$ dB. L'ajout de tronçons de lignes ne permet pas d'obtenir des résultats comparables: pour la même longueur d'antenne, on ne parvient pas à avoir un rapport d'onde stationnaires inférieures à 3.5, même si on ajoute 4 tronçons de lignes

Le second constat qui s'impose concerne les diagrammes de rayonnement. Les deux types d'antennes ont un diagramme de rayonnement qui reste omnidirectionnel jusqu'à 1.1 GHz, sur 850 MHz de bande passante. Cependant, à partir de 1.1 GHz l'antenne optimisée par l'ajout de tronçons de lignes possède un gain supérieur à celui de l'antenne à brins épais (à 1.3 GHz un gain de 2 dBi contre -2 dBi pour l'antenne à brins épais). Cette différence est essentiellement due à l'épaississement des brins rayonnants qui engendre une perte de gain en hautes fréquences.

Le dernier constat concerne leurs tenues mécaniques et leur possible industrialisation. L'antenne à ajout de tronçons de lignes est très sensible aux dimensions des tronçons de lignes car elles sont calculées pour des fréquences précises. Par contre, l'antenne à brins épais n'est pas sensible à ces paramètres géométriques ; il faudra cependant trouver un moyen simple pour que les deux brins rayonnants restent parallèles.

Ce chapitre a donc conduit à la conception, à la modélisation et à l'optimisation d'antennes filaires de petites dimensions ($\lambda_{\max}/6$) et de rayonnement omnidirectionnel pouvant répondre aux besoins de communications Ultra Large Bande pour la bande du spectre (0.1-2 GHz). Cependant, des réalisations ainsi que des mesures et des caractérisations temporelles restent nécessaires. Elles permettront de vérifier de quelle manière les antennes déformeront les impulsions et d'étudier les phénomènes de dispersion. Cela sera tout l'objet du dernier chapitre de ce mémoire.

Bibliographie du second chapitre

- [1] H. Wheeler, "Fundamental limitations of small antennas", *proceedings of the IRE*, Vol.35, issue 12, pp. 1479-1484, December 1947.
- [2] H. Wheeler, "Small Antennas", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 23, No 4, pp. 462-469, July 1975.
- [3] L.J. Chu, "Physical limitations of Omni-directional antennas", *Journal applied of physics*, Vol. 19, pp. 1163-1175, December 1948.
- [4] R. Harrington, "Effect of antenna size on gain, bandwidth and efficiency", *Journal of research of national bureau of standards, D-radio Propagation*, Vol. 64D, pp. 1-12, January 1960.
- [5] J. McLean, "A re-examination of the fundamental limits on radiation Q of electrically small antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 44, No 5, pp. 672-675, May 1996.
- [6] G. Thiele, "On the Lower Bound of the Radiation Q for Electrically Small Antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 6, pp. 1263-1269, June 2003.
- [7] W. Geyi, "Physical limitations of antennas", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 8, pp. 2216-2123, August 2003.
- [8] A. D. Yaghjian, S. R. Best, "Impedance, Bandwidth and Q of antennas", ", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 4, pp. 1298-1324, April 2005.
- [9] S. R. Best, "The Inverse Relationship between Quality Factor and Bandwidth in Multiple Resonant Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 623-626, July 2006.
- [10] S. R. Best, "Bandwidth and the lower Bound on Q for Small Wideband Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 647-650, July 2006.
- [11] R Bancroft, "Fundamental dimension limits of antennas", Centurion Wireless technologies, www.centurion.com/home/pdf/wp_dimension_limits.pdf, pp. 1-14.
- [12] M. C. Villalobos, H. D. Foltz, J. S. McLean, and I. Sen Gupta, " Broadband Tuning Limits on UWB Antennas Based on Fano's Formulation", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 171-174, July 2006.
- [13] T. Yang, W. A. Davis, "Fundamental-Limit Perspectives on Ultra-Wideband Antennas", *EMTS 2007 International URSI Commission B - Electromagnetic Theory Symposium*, July 2007.
- [14] M. J. Ammann, L. E. Doyle, "Small Planar Monopole covers Multiband BRANs", *European Microwave Conference*, pp. 1-4, October 2000.
- [15] M. J. Ammann and Zhi Ning Chen, "An Asymmetrical feed arrangement for improved impedance bandwidth of planar monopole antennas", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 2, pp. 156-158, January 2004.
- [16] Saou-Wen Su, Kin-Lu Wong, Chia-Lun Tang, "Ultra wideband square planar monopole antenna for IEEE 802.16a operation in the 2-11 GHz band", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 45, No. 2, pp. 124-126, April 2005.
- [17] Jianming Qiu, Zhengwei Du, Jianhua Lu, and Ke Gong, "A case study to improve the impedance bandwidth of a planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 42, No. 6, pp. 463-466, September 2004.
- [18] M. A Peyrot-Solis, H. Jardon-Aguilar, "Ultra wideband planar monopole antenna for operation in the 3-20 GHz band", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 97-100, June 2005.
- [19] M. J. Ammann, R. Sierra Cordoba, M. Uzelac, J. A. Evans, and A. T. Schwarzbacher, "On pattern stability of the crossed planar monopole", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 40, No. 4, pp. 294-296, February 2004.
- [20] K.-L. Wong, Y.-W. Chi and C.-H. Wu, " Wideband tri-plate monopole antenna", *Electronics letters*, Vol. 40, No. 24, pp. 1517-1519, November 2004.

- [21] K. P. Ray, P. V. Anob, R. Kapur, Girish Kumar, "Broadband planar rectangular monopole antennas", *Microwave and Optical technology letters*, Vol. 28, No. 1, pp. 55-59, January 2001.
- [22] K. Matsuzaki, H. Iwasaki, "USB Memory size broadband monopole antenna for UWB", *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 1-4, September 2007.
- [23] S. R. Best, "On the Performance Properties of the Koch Fractal and Other Bent Wire Monopoles", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 51, No 6, pp. 1292-1300, June 2003.
- [24] S. R. Best, "A Discussion on the Significance of Geometry in Determining the Resonant Behavior of Fractal and Other Non-Euclidean Wire Antennas", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, Vol. 45, No. 3, pp. 9-28, June 2003.
- [25] Wadell "Transmission line design handbook", Artech House, 1991.
- [26] Paul Clayton R., "Introduction to electromagnetic compatibility", Wiley, chapter 10, 1992.
- [27] P. S. CARTER, "Circuit relations in radiating systems and applications to antenna problems", *Proceedings of the IRE*, Vol. 20, No 6, pp 1004-1041, June 1932.
- [28] Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 2nd Edition, Wiley, 1997.
- [29] Storer & al, "Radiation resistance of a two wire line", *Proceedings of the IRE*, Vol. 39, Issue 11, pp 1408-1412, November 1951.
- [30] R. W. P. King, "The Theory of Linear Antennas". Cambridge, MA: Harvard University. Press, pp. 94-97, 1956.
- [31] R.W King, "The Linear Antenna-Eighty Years of Progress", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 55, No 1, pp. 2-16, January 1967.
- [32] R. W. P. King and C. W. Harrison, "Mutual and self-impedance for coupled antennas," *Journal. Applied of Physics*, Vol. 15, pp. 481-491, June 19445.
- [33] R. W. P. King and D. Middleton, "The cylindrical antenna: current and impedance," *Quarterly of Applied Mathematics*, Vol. 3, pp. 302-335, January 1946.
- [34] C. T. TAI, "Coupled Antennas", *Proceedings of the IRE*, Vol. 36, Issue 4, pp. 487-500, April 1948.
- [35] T. T. Wu, "Theory of the dipole and the two wire transmission line", *Journal of mathematical physics*, Vol. 2, No 4, pp. 550-574, July-August 1961
- [36] Chin Lin Chen-LIN, R. W. P. KING, "Theoretical and Experimental Studies on the Long Dipole Antenna", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 15, No 6, pp. 664-673, November 1968.
- [37] R. W. P. KING, T. T. Wu, "Current, charges and near fields of cylindrical antennas", *Radio Science*, Vol. 69D, No 3, pp. 429-446, March 1965.
- [38] B. Popovic, "On Polynomial Approximation of Current along Thin Asymmetrical Cylindrical Dipoles", *IEEE transactions on antennas and propagation*, pp. 117-120, January 1971.
- [39] V. W. H. Chang, R. W. P. King, "On Two Arbitrarily Located Identical Parallel Antennas, *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol.16, No 3, pp. 309-317, May 1968.
- [40] T. G. Tang, Q. M. Tieng, and M. W. Gunn, "Equivalent Circuit of a Dipole Antenna Using Frequency-Independent Lumped Elements", *IEEE transactions on antennas and propagation*, Vol. 41, No 1, pp. 100-103, January 1993.
- [41] G. W. Streable and L. W. Pearson, "A numerical study on realizable broad-band and equivalent admittances for dipole and loop antennas," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 29, No 5, pp. 707-117, September 1981.
- [42] S. Wang, A.M Niknejad, R.W. Brodersen, "Circuit modeling methodology for UWB omnidirectional small antennas ", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 24, No 4, pp. 871-877, April 2006.
- [43] I. Pele, A. Chousseaud, and S. Toutain, "Simultaneous modeling of impedance and radiation pattern antenna for UWB pulse modulation," *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp.1871–1874, June 2004.
- [44] M. Hamid and R. Hamid, "Equivalent circuit of dipole antenna of arbitrary length," *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 45, No. 11, pp. 1695–1696, November 1997.

Chapitre III. Caractérisation des antennes ULB dans les domaines fréquentiel et temporel

Ce dernier chapitre a pour but d'étudier les nouvelles structures d'antennes ULB dans le domaine temporel et de présenter les résultats des mesures effectuées sur celles-ci. Nous mettrons tout d'abord l'accent sur l'étude des antennes ULB en régime impulsionnel et définirons de nouveaux descripteurs mieux adaptés aux antennes ULB. Après avoir examiné de façon approfondie la réponse temporelle de l'antenne filaire repliée, nous décrirons les méthodes de mesures que nous avons utilisées et une validation des résultats sera effectuée grâce à une antenne de comparaison. Enfin il nous sera possible de comparer les performances des différentes antennes Ultra Large Bande pouvant être utilisées pour la partie basse du spectre de fréquence (0.1-2 GHz)

1 Caractérisation d'antennes ULB en régime impulsionnel

Le chapitre précédent a été consacré à l'étude de nouvelles structures d'antennes ULB opérant dans la bande 0.1-2 GHz en vue d'une utilisation en mode fréquentiel: Monopole rectangulaire, sa version filaire, et le monopole filaire replié. Mais que se passe-t-il si ces antennes sont utilisées dans le domaine temporel? Comment peut-on quantifier les distorsions apportées par les antennes? Ces questions forment le sujet de ce paragraphe.

1.1 Description des antennes dans le domaine temporel

1.1.1 Introduction: Pourquoi étudier les antennes ULB en régime impulsionnel ?

Les caractéristiques classiques (adaptation, diagrammes de rayonnement et gain) sont des grandeurs qui dépendent en général de la fréquence et les antennes à bande étroite sont conçues pour avoir des caractéristiques indépendantes de la fréquence ce qui, compte tenu de la faible largeur de bande, est assez facilement réalisable. Idéalement, il devrait en être de même pour une antenne ULB: l'impédance d'entrée et les diagrammes de rayonnement doivent être constants sur toute leur bande de fonctionnement, cependant la grande largeur de bande occupée rend la réalisation plus difficile.

Dans cette partie, l'impulsion d'entrée est une impulsion de temps caractéristique très faible, par exemple les dérivées de la Gaussienne (cf premier chapitre de ce mémoire). Il est donc important que l'antenne transmette ces impulsions avec le minimum de distorsion. En termes de diagramme de rayonnement, il devient nécessaire d'étudier la phase du champ rayonné en fonction de la fréquence. Les antennes doivent être non dispersives (centre de phase fixe) ce qui assure que chaque composante fréquentielle est rayonnée avec la bonne phase relative. Autrement dit, le temps de groupe doit être constant, ou dit d'une manière identique, la phase du champ rayonné de l'antenne émettrice ou réceptrice doit varier linéairement en fonction de la fréquence. Cette linéarité de la phase permet de ne pas introduire de distorsion et donc de préserver la forme de l'impulsion rayonnée. Ainsi, les antennes spirales ou log-périodique sont dispersives. Les éléments rayonnants moins dispersifs seront donc préférés (cas de l'antenne Vivaldi ou des monopoles).

Un point important concerne la caractérisation de la relation entre une antenne d'émission et une antenne de réception. Cette relation, qui dépend de la fréquence est déterminée par la formule classique de Friis [1].

$$\frac{dP_r(\omega)}{P_t(\omega)} = (1 - |\Gamma_t(\omega)|^2) (1 - |\Gamma_r(\omega)|^2) G_r(\omega) G_t(\omega) \left(\frac{c}{4\pi f r} \right)^2 \quad (1)$$

Où

- ❖ P_t : la puissance transmise
- ❖ dP_r : densité spectrale de la puissance reçue
- ❖ Γ_t : le coefficient de réflexion en transmission ;
- ❖ Γ_r : le coefficient de réflexion en réception ;
- ❖ G_t : le gain de l'antenne de transmission ;
- ❖ G_r : le gain de l'antenne de réception ;
- ❖ r : distance entre les antennes

Cette formule de Friis permet de "voir" le système d'antennes émission/réception comme un circuit à deux ports caractérisable grâce au paramètre S_{21} . Ce dernier est facilement mesurable et intègre les performances du système (adaptation, gain).

Le paramètre S_{21} n'est en fait rien d'autre que la fonction de transfert entre les deux antennes et permet donc de relier la forme d'onde en entrée avec celle en sortie. Dans le domaine fréquentiel, ce paramètre S_{21} doit idéalement avoir une amplitude constante et une phase variant linéairement avec la fréquence. Dans le domaine temporel, la fonction de transfert S_{21} est la réponse impulsionnelle du système des deux antennes et est liée à la réponse impulsionnelle de chacune des antennes. Ainsi à partir de la seule connaissance de la réponse impulsionnelle des antennes, on sera capable de connaître la distorsion apportée par l'antenne d'émission ou par l'antenne de réception. La suite de ce paragraphe sera consacrée à la détermination des fonctions de transfert de l'antenne d'émission et de réception

1.1.2 Systèmes d'antennes ULB

Une antenne ULB peut être considérée comme un système linéaire, invariant dans le temps auquel est associée une fonction de transfert dans le domaine fréquentiel, ou dit de façon équivalente une réponse impulsionnelle dans le domaine temporel [1], [2]. Dans le cas d'un système à deux antennes ULB, il nous faudra déterminer deux fonctions de transfert, une pour l'antenne à l'émission et l'autre pour l'antenne à la réception. Comme on le verra un peu plus loin, ces deux fonctions de transfert sont liées. Pour simplifier le problème, on suppose que le canal de propagation est idéal, c'est-à-dire que l'on a uniquement une propagation directe et pas de trajets multiples.

La figure ci-dessous présente le cas d'un système à deux antennes avec un canal de propagation

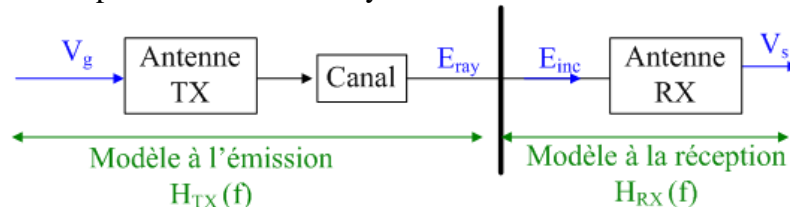


Figure III. 1: Schéma de deux antennes en transmission.

On verra dans la suite de ce paragraphe le type de modélisation qui peut être retenu pour l'antenne à l'émission, pour l'antenne à la réception et pour un système à deux antennes.

1.1.3 Modèle à l'émission

La figure ci-dessous représente le cas d'une antenne à l'émission où le générateur est représenté par sa tension V_{g0} et sa résistance série Z_g , ($Z_g=50\Omega$). On note par ailleurs Z_{TX} l'impédance d'entrée de l'antenne.

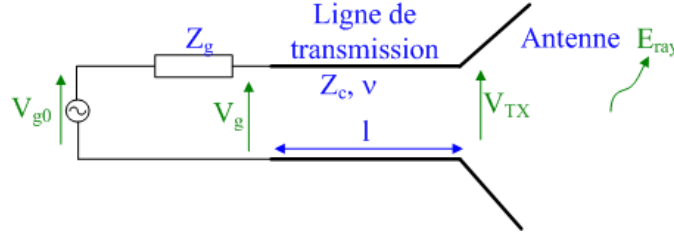


Figure III. 2: Schéma d'une antenne à l'émission.

En espace libre, si les conditions de champ lointain sont respectées, le champ électrique rayonné E_{ray} par une antenne à la distance r du centre de phase peut être relié à la hauteur effective de l'antenne, notée H_{TX} , par la relation suivante [1]

$$\vec{E}_{ray}(\omega, \theta, \varphi) = \eta_0 \frac{j\omega}{4\pi c} \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{1}{Z_g + Z_{TX}} \vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) V_{g0}(\omega) \quad (2)$$

où

- ❖ η_0 est l'impédance caractéristique du vide ($\eta_0 = 120\pi$)
- ❖ r est la distance entre le centre de phase de l'antenne et le point d'observation
- ❖ k est le vecteur d'onde, défini par $k=2\pi/\lambda$

Plusieurs auteurs ont défini une hauteur effective normalisée, notée $\vec{H}_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi)$ [5], [6]. Les pertes dues à la désadaptation du circuit d'alimentation sont incluses dans la hauteur effective normalisée, ce qui permet d'avoir la relation suivante entre le champ électrique rayonné et l'impulsion d'entrée:

$$\frac{\vec{E}_{ray}}{\sqrt{\eta_0}}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{j\omega}{2\pi c} \frac{e^{-jkr}}{r} \vec{H}_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi) \frac{V_{g0}(\omega)}{\sqrt{Z_g}} \quad (3)$$

La relation reliant la hauteur effective à la hauteur effective normalisée est la suivante:

$$\vec{H}_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi) = \sqrt{\frac{Z_c}{Z_g}} \tau_{TX} \vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (4)$$

$$\text{avec } \tau_{TX} = \frac{2Z_{ant}}{Z_c + Z_{ant}}$$

En principe, on a $Z_c=Z_0=50\Omega$, l'équation (4) se simplifie en une nouvelle relation:

$$\vec{H}_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi) = \tau_{TX} \vec{H}_{TX}(\omega, \theta, \varphi)$$

$$\text{avec } \tau_{TX} = \frac{2Z_{ant}}{Z_c + Z_{ant}}$$

D'autres auteurs ont établi une relation liant le champ électrique rayonné à l'onde incidente [7], en écrivant que l'onde incidente est le rapport de l'excitation initiale à la résistance du générateur. Nous considérons, pour plus de simplicité, uniquement les équations faisant intervenir les tensions V_{g0} .

L'antenne à l'émission est entièrement caractérisée par sa hauteur effective normalisée. La réponse impulsionnelle, notée $\overrightarrow{h_{TX}^n}(t, \theta, \varphi)$, est donnée par la relation suivante liant le champ électrique $\overrightarrow{e_{ray}}(t)$ et l'impulsion d'excitation $V_{go}(t)$:

$$\frac{\overrightarrow{e_{ray}}(t, \theta, \varphi)}{\sqrt{\eta_0}} = \frac{1}{2\pi r c} \delta\left(t - \frac{r}{c}\right) * \overrightarrow{h_{TX}^n}(t, \theta, \varphi) * \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{V_{go}(t)}{\sqrt{Z_g}} \right) \quad (4)$$

ou

$$\frac{\overrightarrow{e_{ray}}(t, \theta, \varphi)}{\sqrt{\eta_0}} = \frac{1}{2\pi r c} \delta\left(t - \frac{r}{c}\right) * \frac{\partial}{\partial t} \left(\overrightarrow{h_{TX}^n}(t, \theta, \varphi) \right) * \frac{V_{go}(t)}{\sqrt{Z_g}}$$

La convolution avec la fonction de Dirac $\delta\left(t - \frac{r}{c}\right)$ représente le retard de l'onde électromagnétique se propageant de l'antenne jusqu'au point d'observation. L'impulsion rayonnée par l'antenne d'émission s'obtient donc par une simple convolution de la hauteur effective normalisée de l'antenne avec l'impulsion d'excitation. Dans le cas général, l'antenne déforme l'impulsion émise et, pour ne pas avoir de déformation, la réponse impulsionnelle de l'antenne devrait être une distribution de Dirac.

1.1.4 Modèle à la réception

La figure ci-dessous représente le cas d'une antenne à la réception où le circuit de réception est représenté par une résistance de charge, notée Z_l ($Z_l=50\Omega$). On note par ailleurs Z_{RX} l'impédance d'entrée de l'antenne

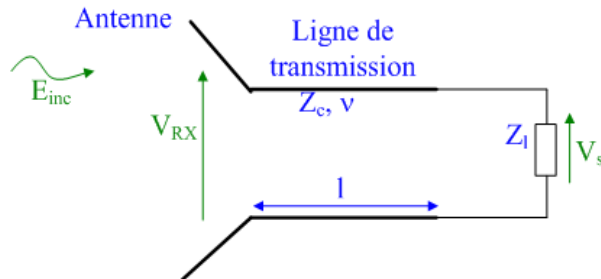


Figure III. 3: Schéma d'une antenne en réception.

Considérons maintenant le cas de l'antenne réceptrice soumise un champ électrique incident E_{inc} . La tension de sortie au niveau de la charge Z_l est liée au champ électrique par la relation suivante en fonction de la hauteur effective de l'antenne, notée $\overrightarrow{H_{RX}^n}(\omega, \theta, \varphi)$:

$$V_s(\omega) = \frac{Z_l}{Z_l + Z_{RX}} \overrightarrow{H_{RX}^n}(\omega, \theta, \varphi) \cdot \overrightarrow{E_{inc}}(\omega, \theta, \varphi)$$

ou avec la hauteur effective normalisée :

$$\frac{V_s(\omega)}{\sqrt{Z_l}} = \overrightarrow{H_{RX}^n}(\omega, \theta, \varphi) \frac{\overrightarrow{E_{inc}}(\omega, \theta, \varphi)}{\sqrt{\eta_0}} \quad (5)$$

En prenant la transformée de Fourier inverse de l'équation précédente, on obtient la relation suivante en régime temporel où l'on fait apparaître $\overrightarrow{h_{TX}^n}(t, \theta, \varphi)$, la réponse impulsionnelle de l'antenne réceptrice.

$$\frac{V_s(t)}{\sqrt{Z_l}} = \overrightarrow{h_{RX}^n}(t, \theta, \varphi) * \frac{\overrightarrow{e_{inc}}(t, \theta, \varphi)}{\sqrt{\eta_0}} \quad (6)$$

Ainsi, l'impulsion V_s sera aussi déformée par l'antenne réceptrice à moins que sa réponse impulsionnelle ne soit égale à la distribution d'un Dirac, ce qui n'est jamais le cas.

En vertu du théorème de réciprocité de Rayleigh-Carson, le rapport entre la fonction de transfert de l'antenne émettrice à celle de l'antenne réceptrice pour la même antenne, doit être proportionnelle à la fréquence [8]. Autrement dit, la réponse impulsionnelle d'une antenne émettrice doit être proportionnelle à la dérivée de la réponse impulsionnelle de l'antenne réceptrice. En comparant les équations (2) et (4), on obtient les relations suivantes.

$$\boxed{H_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi) = \frac{1}{2\pi c} j\omega H_{RX}^n(\omega, \theta, \varphi)} \quad (7)$$

$$\text{ou } h_{TX}^n(t, \theta, \varphi) = \frac{1}{2\pi c} \frac{\partial}{\partial t} (h_{RX}^n(t, \theta, \varphi))$$

1.1.5 Modèle en transmission

Considérons maintenant le cas d'un système de deux antennes, une à l'émission et l'autre à la réception. On suppose ici que le champ électrique rayonné par l'antenne d'émission E_{ray} est égal en amplitude et en direction au champ E_{inc} incident sur l'antenne réceptrice [9].

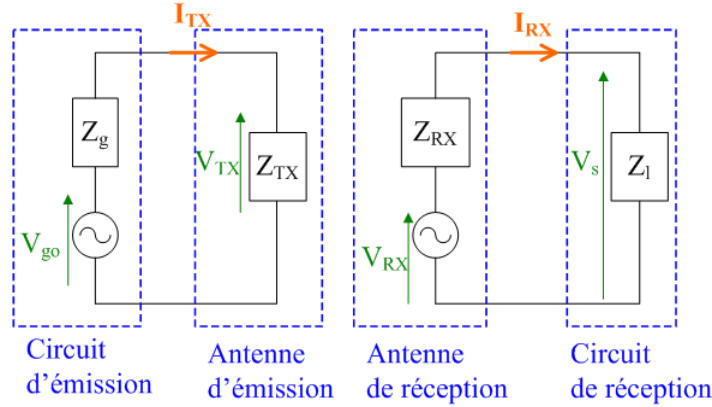


Figure III. 4: Circuit électrique équivalent d'un système à deux antennes.

La relation suivante permet de relier la tension de sortie V_s à la tension d'entrée V_{g0} à partir des deux hauteurs effectives normalisées des antennes [10], [11]:

$$V_s(\omega) = \sqrt{\frac{Z_l}{Z_g}} H_{RX}^n(\omega, \theta, \varphi) \frac{e^{-jkr}}{2\pi rc} j\omega H_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi) V_{g0}(\omega) \quad (8)$$

ou en temporel

$$V_s(t) = \sqrt{\frac{Z_l}{Z_g}} h_{RX}^n(t, \theta, \varphi) * \frac{1}{2\pi rc} \delta\left(t - \frac{r}{c}\right) * h_{TX}^n(t, \theta, \varphi) * \frac{\partial}{\partial t} V_{g0}(t)$$

On peut déterminer la fonction de transfert du système des deux antennes, notée ici S_{21} :

$$\boxed{S_{21}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{V_s(\omega, \theta, \varphi)}{V_{g0}(\omega, \theta, \varphi)} = \sqrt{\frac{Z_l}{Z_g}} H_{RX}^n(\omega, \theta, \varphi) \frac{e^{-jkr}}{2\pi rc} j\omega H_{TX}^n(\omega, \theta, \varphi)} \quad (9)$$

En supposant que la résistance de charge et la résistance du générateur sont égales à 50 ohms, et en prenant le module au carré de l'équation précédente, on retrouve l'équation de Friis reliant deux antennes:

$$|S_{21}(\omega, \theta, \varphi)|^2 = \frac{P_2}{P_1} = \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 \cdot G_{RX}(\omega, \theta, \varphi) G_{TX}(\omega, \theta, \varphi) \quad (10)$$

1.2 Descripteurs:

Les fonctions de transfert définissent complètement le comportement d'antennes Ultra Large Bande (antenne émettrice ou réceptrice) et permettent de connaître avec précision les distorsions apportées par les antennes. Mais comment peut-on comparer deux antennes ULB en termes de performances temporelles? Depuis quelques années, de nombreux auteurs ont défini des critères de comparaisons sur la phase, l'impulsion elle-même ou encore sur la quantification de la distorsion (fidélité et gain temporel) rendant possible la comparaison des antennes. Cela sera tout l'objet de ce paragraphe.

1.2.1 Linéarité de la phase de la fonction de transfert

1.2.1.1 Temps de groupe

En règle générale, une bonne mesure de performance d'un filtre linéaire est son temps de groupe défini comme la dérivée négative de la réponse en phase du filtre par rapport à la fréquence. Si le filtre a un temps de groupe non constant, alors sa phase sera non linéaire et l'impulsion de sortie sera distordue par rapport à l'impulsion initiale. Comme une antenne Ultra Large Bande peut être vue comme un filtre avec une réponse en amplitude et en phase, l'un des critères de comparaison peut être la variation du temps de groupe avec la fréquence et la direction spatiale [12], [13].

On note $H(\omega, \theta, \varphi)$ la fonction de transfert de l'antenne qui peut être soit émettrice soit réceptrice et τ_g son temps de groupe. Elle peut se mettre sous la forme:

$$\begin{aligned} H(\omega, \theta, \varphi) &= G(\omega, \theta, \varphi) e^{j\psi(\omega, \theta, \varphi)} \\ \tau_g(\omega, \theta, \varphi) &= - \frac{d\psi(\omega, \theta, \varphi)}{d\omega} \end{aligned} \quad (11)$$

Le temps de groupe rend possible la visualisation de la dispersion en fréquence pour une direction donnée θ, φ .

1.2.1.2 Descripteurs liés au temps de groupe

En pratique, un temps de groupe constant, inférieur à 1ns assure une non distorsion de l'impulsion rayonnée par l'antenne émettrice ou reçue par l'antenne réceptrice [14]. Mais la connaissance du temps de groupe seule ne suffit pas à connaître sa variation par rapport au coordonnées spatiales θ, φ et ne permet pas de déterminer si le temps de groupe est stable ou non. La stabilité du temps de groupe sur la bande passante peut être définie par sa moyenne et son écart type.

Ces deux grandeurs sont définies par les relations suivantes :

$$\begin{aligned} \text{Moyenne : } \overline{\tau_g(\theta, \varphi)} &= \frac{1}{BP} \int_{BP} \tau_g(\omega, \theta, \varphi) d\omega \\ \text{Ecart - type : } \sigma(\theta, \varphi) &= \sqrt{\frac{1}{BP} \int_{BP} (\tau_g(\omega, \theta, \varphi) - \overline{\tau_g(\theta, \varphi)})^2 d\omega} \end{aligned} \quad (12)$$

Où BP désigne la bande passante de l'antenne

La détermination de σ est particulièrement utile car elle permet de visualiser simplement le comportement angulaire de la dispersion. Ces deux critères de performance sur la linéarité de la phase (temps de groupe constant) rendent possible la comparaison entre deux antennes ULB si elles ont la même bande passante. Ainsi, si deux antennes ont la même moyenne du temps de groupe, alors l'antenne, ayant l'écart type le plus faible, sera la moins dispersive des deux antennes.

1.2.2 Notion de fidélité et de gain temporel

1.2.2.1 Notion de fidélité

Un autre moyen de déterminer de façon quantitative la distorsion apportée par l'antenne est d'utiliser l'outil de base du traitement de signal, le coefficient de corrélation. Ce dernier permet en effet de quantifier le degré de ressemblance qui existe entre deux signaux. Il est défini par la relation suivante [15].

$$\rho = \max_{\tau} \left(\frac{\int s_1(t) s_2(t - \tau) dt}{\sqrt{\int s_1^2(t) dt} \sqrt{\int s_2^2(t) dt}} \right) \quad (13)$$

Ce coefficient est compris entre 0 et 1: Quand il est égal à 1, les deux signaux sont affines : L'antenne ne distord pas le signal d'entrée. Dans l'autre cas extrême, les deux signaux ont des formes complètement différentes et le coefficient de corrélation décroît jusqu'à sa valeur minimale, 0.

Pour les antennes ULB, des descripteurs équivalents au coefficient de corrélation ont été proposés [16], [17]. Dans le cas d'un système à l'émission, la fonction de fidélité (ou de ressemblance), notée FF_e est calculée en fonction du champ rayonné par l'antenne émettrice E_{ray} et de l'impulsion initiale, autrement dit de la tension aux bornes du générateur V_{go} . Dans le cas d'un système à la réception, cette fonction, notée FF_r est déterminée à partir du champ électrique incident E_{inc} et de la tension aux bornes de la charge V_s .

$$FF_e(\theta, \varphi) = \frac{\max_{\tau} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{V_{go}(t - \tau)}{2} E_{ray}(t, \theta, \varphi) \right| dt \right)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} \left(\frac{V_{go}(t)}{2} \right)^2 dt} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |E_{ray}(t, \theta, \varphi)|^2 dt} \text{ et } FF_r(\theta, \varphi) = \frac{\max_{\tau} \left(\int_{-\infty}^{\infty} |V_s(t - \tau) E_{inc}(t, \theta, \varphi)| dt \right)}{\sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} V_s(t)^2 dt} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} |E_{inc}(t, \theta, \varphi)|^2 dt} \quad (14)$$

En règle générale, les deux fonctions de ressemblance ne sont pas égales car l'antenne à l'émission et celle à la réception ne distordent pas de la même façon le signal. Ces deux fonctions de fidélité dépendent des coordonnées angulaires θ, φ . En pratique, de même que dans le domaine fréquentiel on étudie les diagrammes de rayonnement dans les principaux plans de coupe de l'antenne, on va étudier ces fonctions de fidélité dans un plan azimutal ($\theta = \pi/2$) et dans un plan d'élévation ($\varphi = 0$).

Ces deux fonctions dépendent de l'impulsion initiale: Si on souhaite que l'antenne fonctionne en régime impulsionnel, le choix de l'impulsion initiale est alors primordiale puisque l'on souhaite avoir le minimum de distorsion apporté par l'antenne (ou fonction de fidélité maximale)

1.2.2.2 Gain temporel ou gain énergétique

Un autre descripteur intéressant est le gain énergétique ou gain temporel, noté GTD [17]. Il est défini comme le rapport entre la valeur maximale de la fonction d'autocorrélation de la grandeur de sortie (champ électrique), dans une direction donnée, et la valeur maximale de la fonction d'autocorrélation de la grandeur d'entrée (tension). Ce paramètre a été défini sachant que la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrélation de la réponse temporelle est égale au gain dans le domaine fréquentiel. On a alors la relation suivante:

$$GTD(\theta, \varphi) = \frac{\frac{4\pi}{\eta_0} \int_{-\infty}^{\infty} |E_{ray}(t, r\theta, \varphi)|^2 r^2 dt}{\int_{-\infty}^{\infty} \frac{1}{Z_g} \left(\frac{V_{go}(t)}{2} \right)^2 dt} \quad (15)$$

Comme pour la fonction de fidélité, ce paramètre dépend de l'impulsion initiale. Mais contrairement au gain fréquentiel classique IEEE, les pertes de désadaptation de l'antenne sont prises en compte dans ce paramètre.

Un autre paramètre qui peut être plus utile selon le type de système de réception, est la moyenne du gain pondérée pour une direction donnée. Cette grandeur notée $\gamma(\theta, \varphi)$ est obtenue en intégrant la forme d'onde rayonnée par l'antenne sur la bande B considérée.

$$\gamma(\theta, \varphi) = \int_B |H(f, \theta, \varphi) P(f)|^2 df \quad (16)$$

Où H désigne la fonction de transfert de l'antenne d'émission et P la densité spectrale de puissance de l'impulsion émise p(t). On peut aussi définir la variance de ce gain, notée $\sigma_\gamma(\theta, \varphi)$. Ces descripteurs peuvent être utiles pour un système de réception particulier.

1.2.3 Coefficient de réflexion énergétique et rapport d'adaptation au signal

Plusieurs descripteurs ont été définis précédemment permettant de quantifier la distorsion apportée par l'antenne: Phase de la fonction de transfert de l'antenne, fonction de fidélité ainsi que quelques descripteurs concernant les impulsions elles-mêmes. Si on souhaite que l'antenne ne fonctionne qu'en régime temporel, il faut déterminer un coefficient de réflexion dans le domaine temporel similaire à celui qui est utilisé habituellement dans le domaine fréquentiel.

On considère une antenne connectée à un générateur, d'impédance interne Z_0 purement résistive et constante sur la gamme de fréquences qui nous intéresse. La ligne de transmission a une impédance caractéristique égale à Z_0 , une longueur l et une vitesse de propagation du mode TEM (vitesse v, impédance caractéristique Z_0) (figure III.5)

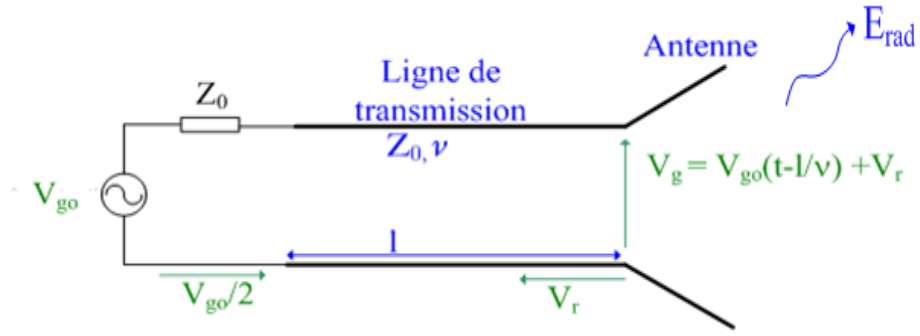


Figure III. 5: Système à l'émission (générateur adapté à la ligne de transmission).

Si V_{g0} est la tension aux bornes du générateur, alors la tension directe le long de la ligne est une expression retardée de $V_{g0}(t)/2$. La tension réfléchie est notée V_r . La somme entre la tension incidente et la tension réfléchie à l'entrée ou à la sortie de ligne de transmission peut être déterminée par des mesures ou des simulations électromagnétiques. On peut alors déterminer le coefficient de réflexion énergétique, noté g :

$$g = \sqrt{\frac{\text{énergie du signal réfléchi}}{\text{énergie du signal incident}}} = \frac{\sqrt{\int_{\text{supp } V_r} V_r^2(t) dt}}{\sqrt{\int_{\text{supp } V_{g0}} V_{g0}^2(t) dt}} \quad (17)$$

En régime harmonique, on montre que l'on a $g = |\Gamma|$ où Γ est le coefficient de réflexion classique (défini dans le domaine fréquentiel). Le coefficient de réflexion énergétique prend des valeurs entre 0 et 1. Une adaptation parfaite est obtenue lorsque $g=0$.

A partir de ce nouveau paramètre, on peut définir un descripteur équivalent au rapport d'ondes stationnaires que l'on va appeler rapport d'adaptation au signal, noté s :

$$s = \frac{1+g}{1-g} \quad (18)$$

Le rapport d'adaptation du signal est toujours supérieur ou égale à 1. Une adaptation parfaite s'exprime par $s=1$.

Dans le domaine fréquentiel, la notion d'adaptation est liée à l'impédance donc à la fréquence. Une valeur du coefficient de réflexion exprime donc l'adaptation à une fréquence donnée alors que dans le domaine temporel, une valeur donnée du coefficient de réflexion énergétique exprime l'adaptation de l'antenne pour une forme donnée du signal d'excitation

1.2.4 Éléments de conclusion:

Du fait de leur très large bande passante, il est préférable de caractériser les antennes ULB dans le domaine temporel; leur fonction de transfert ou réponse impulsionnelle aussi bien à l'émission qu'à la réception permet de caractériser entièrement ces antennes

Pour pouvoir chiffrer la distorsion introduite par l'antenne ou comparer deux antennes entre elles, il était nécessaire de développer un certain nombre de critères de performance: fonction de fidélité, gain temporel ou descripteur sur le temps de groupe de la phase de la fonction de transfert. Ainsi, une fidélité supérieure à 0.8 est nécessaire pour l'utilisation d'une antenne pour la plupart des applications ULB.

La question qui se pose, à partir de ces différents descripteurs est : comment peut-on comparer plusieurs antennes. Les quatre descripteurs introduits, ($\gamma(\theta, \varphi)$, $\sigma_\gamma(\theta, \varphi)$, FFe, et $\sigma(\theta, \varphi)$) permettent de qualifier les performances d'une antenne. Ainsi ces descripteurs peuvent être évalués en fonction du système de réception pour lequel l'antenne sera utilisée. Aujourd'hui, on a dénombré quatre techniques de réception pour les systèmes ULB

- ❖ *Système cohérent OFDM*: Ces systèmes nécessitent de capturer le maximum d'énergie disponible dans le canal. Ainsi, une antenne adaptée pour ces systèmes devrait avoir un $\gamma(\theta, \varphi)$ élevé et un $\sigma_\gamma(\theta, \varphi)$ faible.
- ❖ *Systèmes non cohérents énergétiques*: ils nécessitent également une capture du maximum d'énergie disponible dans le canal: Le descripteur le plus adéquat est sans aucun doute le gain moyen pondéré $\gamma(\theta, \varphi)$ qui doit être le plus grand possible
- ❖ *Systèmes non cohérents à détecteur de seuil*: Ils nécessitent de connaître le niveau maximal, en terme d'amplitude, qui peut être capté par l'antenne. La connaissance de ce niveau permet de déterminer les seuils de détection et de fausse alarme du système. Ici le descripteur le plus pertinent est la fonction de fidélité qui doit être la plus élevée possible et qui doit présenter le minimum de variation en fonction de la direction.
- ❖ *Systèmes cohérents avec corrélateur*: ils supposent une connaissance a priori de l'impulsion émise. Ainsi, toute dispersion du signal modifiera sa forme et jouera donc sur les performances du système. On veut donc une fonction de fidélité le plus élevée possible et un $\sigma(\theta, \varphi)$ (écart-type du temps de groupe de la fonction de transfert) le plus faible possible.

Dans ce mémoire de thèse, on se trouve plutôt dans le cas de systèmes cohérents avec corrélateurs. On souhaite donc une fonction de fidélité le plus élevée possible et une variance du temps de groupe le plus faible possible. Mais quelle est la valeur acceptable pour la fonction de fidélité ?

Le tableau suivant dresse un certain nombre de fidélité déterminée pour la bande 3.1-10.6 GHz.

<i>Antennes</i>	<i>Bande passante</i>	<i>Fidélité</i>
Antenne discone [18]	3.1-14 GHz ROS<2	0.95 ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$)
Antenne planaire différentielle elliptique [19]	3.1-10.6 GHz, ROS<2	0.9306 ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$)
Cornet pyramidal à lèvres [20]	1-11 GHz, ROS<1.5	0.96 ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 90^\circ$)
Antenne Vivaldi antipodale [21]	2.4-12 GHz, ROS<2	0.95 ($\theta = 90^\circ$, $\varphi = 0^\circ$)

Tableau III. 1: Fidélité pour différentes antennes ULB dans la bande 3.1-10.6 GHz.

Pour la partie basse du spectre qui nous intéresse (0.1-2 GHz), il n'existe pratiquement pas de résultats sur les fonctions de fidélité, on s'appuiera donc sur les résultats connus pour la partie haute du spectre de l'ULB et on admettra qu'une "bonne antenne" ULB doit avoir une fonction de fidélité voisine de 0.95.

Afin d'illustrer les résultats théoriques présentés, nous allons d'abord étudier dans le domaine temporel les trois antennes ULB que nous avons caractérisées au second chapitre. Puis l'étude temporelle sur l'antenne ULB en bande basse (antenne filaire repliée) sera menée en étudiant l'influence de la forme de l'impulsion, de la configuration du plan de masse et de la longueur des brins rayonnants sur les différents descripteurs temporels.

2 Etude temporelle d'antennes ULB en bande basse

2.1 Comparaison d'antennes ULB

2.1.1 Rappel des caractéristiques fréquentielles des antennes ULB

On a vu, au second chapitre de ce mémoire, que trois types d'antennes peuvent être utilisés en Ultra Large dans la gamme de fréquences 0.5-2 GHz. Dans cette bande de fréquences, peu d'auteurs ont essayé de déterminer la fonction de fidélité [22]. Afin d'établir une comparaison dans le domaine temporel entre nos trois antennes, l'antenne « discone » sera considérée comme l'antenne de référence [18]. Cette antenne est connue pour avoir un diagramme de rayonnement très stable sur sa bande de fonctionnement et une fonction de fidélité supérieure à 0.95.

L'antenne discone de référence sera donc conçue pour fonctionner dans la bande de fréquence 0.5-2 GHz (figure III.6): Elle possède une bande passante allant de 0.434 GHz à 6.426 GHz pour un $|S_{11}| < -8\text{dB}$. On retrouve une fidélité de 0.9532 dans le plan H ($\theta=\pi/2$), proche de ce que l'on retrouve dans la littérature [18].

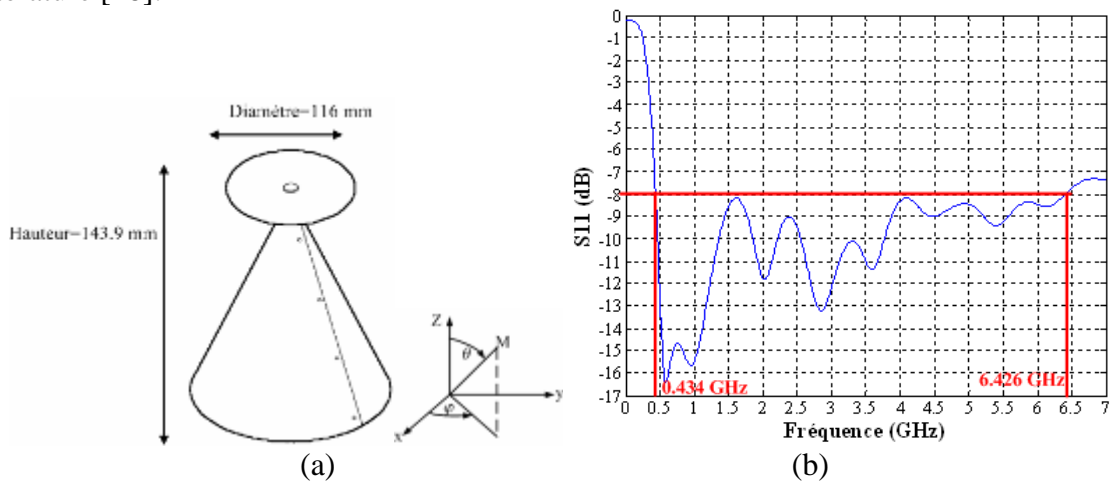


Figure III. 6: (a) Antenne discone (b) Adaptation.

On va rappeler rapidement les principales caractéristiques fréquentielles des antennes que nous allons comparer (taille, adaptation, variation du gain dans la bande 0.5-2 GHz). Les antennes filaires ULB ont été conçues sur un plan de masse de dimension 60 cm \times 60 cm.

	Dimensions (en mm)	Adaptation $ S_{11} < -6\text{dB}$	Variation du gain, plan H $\theta=\pi/2, \phi=\pi/2$
Antenne discone	143.9 \times 116	0.434-15 GHz	0-2 dBi
Monopole rectangulaire	72 \times 90	0.451 GHz -1.7069 GHz	-9 dBi-0dBi
Monopole filaire	72 \times 90	0.5314 GHz -1.69 GHz	0 dBi-6 dBi
Monopole filaire replié	24 \times 90	0.5267 GHz-1.657GHz	0 dBi-3 dBi

Tableau III. 2: Récapitulatif des principales caractéristiques fréquentielles des antennes ULB.

L'antenne filaire repliée apparaît comme l'antenne la moins dispersive entre 500 MHz et 2 GHz: diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel sur sa bande de fonctionnement, peu de variation du gain dans le plan azimutal (cf chapitre 2).

La suite de ce paragraphe sera consacrée à l'étude temporelle de ces trois antennes ULB pouvant être utilisées dans la bande de fréquences 500 MHz-2 GHz . Nous commencerons par l'étude de la phase de la fonction de transfert de ces antennes.

2.1.2 Etude de la phase de la fonction de transfert des antennes

Pour que l'antenne distorde le moins possible l'impulsion d'origine, il faut que la phase de sa fonction de transfert varie linéairement avec la fréquence (temps de groupe constant). La figure suivante représente la comparaison des différents temps de groupe des antennes étudiées dans le plan H($\theta=\pi/2$) pour différentes valeurs d'angles ϕ .

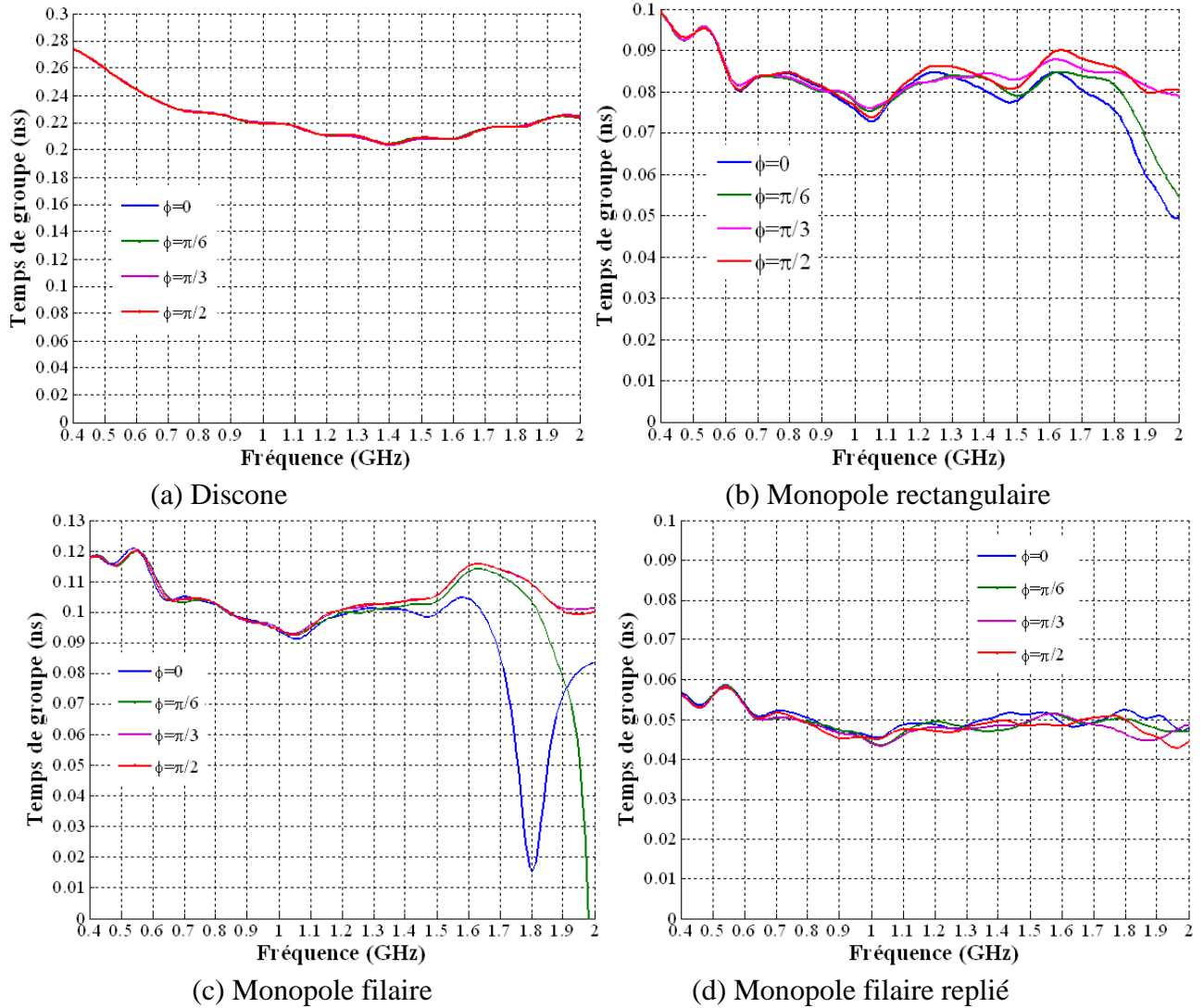


Figure III. 7: Temps de groupe en ns dans le plan H.

On remarque que pour $\phi=\pi/2$, le temps de groupe de toutes les antennes reste constant sur la bande de fréquences (0.5-2 GHz). La valeur du temps de groupe varie entre 0.05 ns pour le monopole filaire replié à 0.23ns pour la discone. Cette valeur élevée du temps de groupe est essentiellement due à la structure particulière de l'antenne mais n'entraîne pas de baisse de la valeur de la fonction de fidélité. Le temps de groupe de l'antenne filaire repliée ne varie guère en fonction de l'angle ϕ et se rapproche du comportement de la discone contrairement aux deux autres où le temps de groupe varie fortement avec l'angle ϕ .

Cependant, l'évaluation de la moyenne du temps de groupe de la fonction de transfert ainsi que de son écart type est nécessaire pour comprendre le comportement dispersif de ces antennes.

Les figures III.8 montrent la variation de la moyenne des temps de groupe ainsi que de leur écart-type dans le plan H ($\theta=\pi/2$). La moyenne du temps de groupe dans le plan H reste constant pour des valeurs d'angles ϕ allant de $-\pi$ à π pour nos 4 antennes avec une valeur de la moyenne élevée pour la discone. Par contre, l'écart type du temps de groupe varie fortement pour le monopole filaire (variation de 0.008 à 0.024). Cette forte variation de l'écart type est à mettre en relation avec les fortes ondulations du diagramme de rayonnement dans le même plan de cette antenne. Ceci tend à montrer un comportement plus dispersif que celui des autres antennes qui ont leur écart type stable pour des valeurs d'angles ϕ variant de $-\pi$ à π .

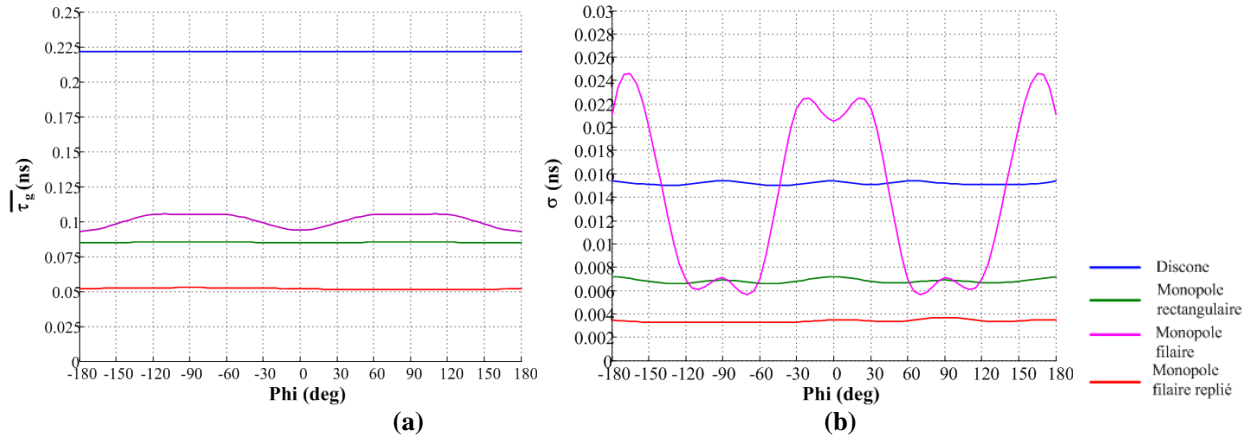


Figure III. 8: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) Ecart type du temps de groupe dans le plan H.

Les figures III.9 montrent les variations de la moyenne du temps de groupe ainsi que de leur écart-type dans le plan E ($\phi=0$). Dans le plan d'élévation, la moyenne du temps de groupe ne fluctue pas beaucoup pour des angles θ compris entre 0 et $\pi/2$ pour nos 4 antennes. On note une fluctuation plus importante de l'écart type du temps de groupe pour le monopole filaire et le monopole rectangulaire, ce qui montre que le monopole rectangulaire et sa version filaire auront un comportement plus dispersif.

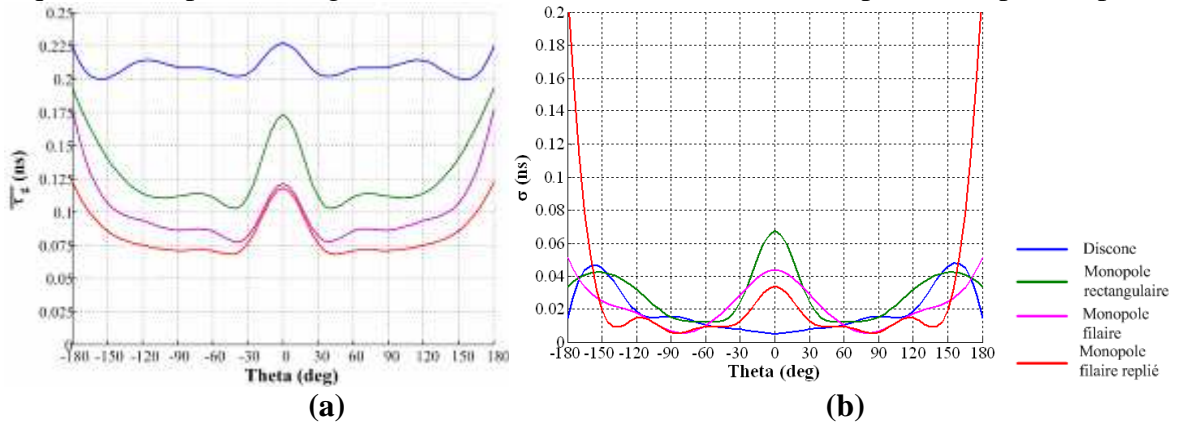


Figure III. 9: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan E (b) Ecart-type du temps de groupe dans le plan E.

En résumé, la variation de l'écart type du temps de groupe dans les deux plans principaux du monopole filaire permet de prédire que ce dernier aura le comportement le plus dispersif quand il est utilisé en régime impulsionnel. A l'inverse, pour le monopole filaire replié, on note très peu de variation sur l'écart type du temps de groupe ainsi que de sa moyenne aussi bien dans le plan azimut que dans le plan d'élévation. On pourra ainsi espérer une forte valeur de la fonction de fidélité pour cette antenne.

2.1.3 Etude temporelle des antennes ULB en bande basse

Les résultats présentés dans ce paragraphe ont été obtenus, pour les quatre antennes, en utilisant comme forme d'onde la première dérivée de la Gaussienne. Son expression est donnée par la formule 19, le paramètre τ étant choisi de telle sorte que le spectre de l'impulsion soit centré autour de 1 GHz

$$V_g(t) = K(t-T)e^{-\left(\frac{t-T}{2\tau}\right)^2} \quad (19)$$

avec $T = 3\text{ns}$, $\tau = 0.1125\text{ns}$

2.1.3.1 Impulsions rayonnées par les antennes ULB

On ne considérera ici que le cas de l'antenne en émission. L'impulsion rayonnée par l'antenne est déterminée par rapport au champ électrique rayonné tout en éliminant bien sur l'effet de l'atténuation et du retard dû à la propagation. L'unité de cette impulsion est bien entendu le V

Les figures III.10 représentent les impulsions rayonnées par les différentes antennes dans le plan H ($\theta=\pi/2$) pour différentes valeurs de l'angle ϕ . On ne représente qu'un quart du plan, les autres impulsions peuvent être déduites par symétries horizontales et verticales.

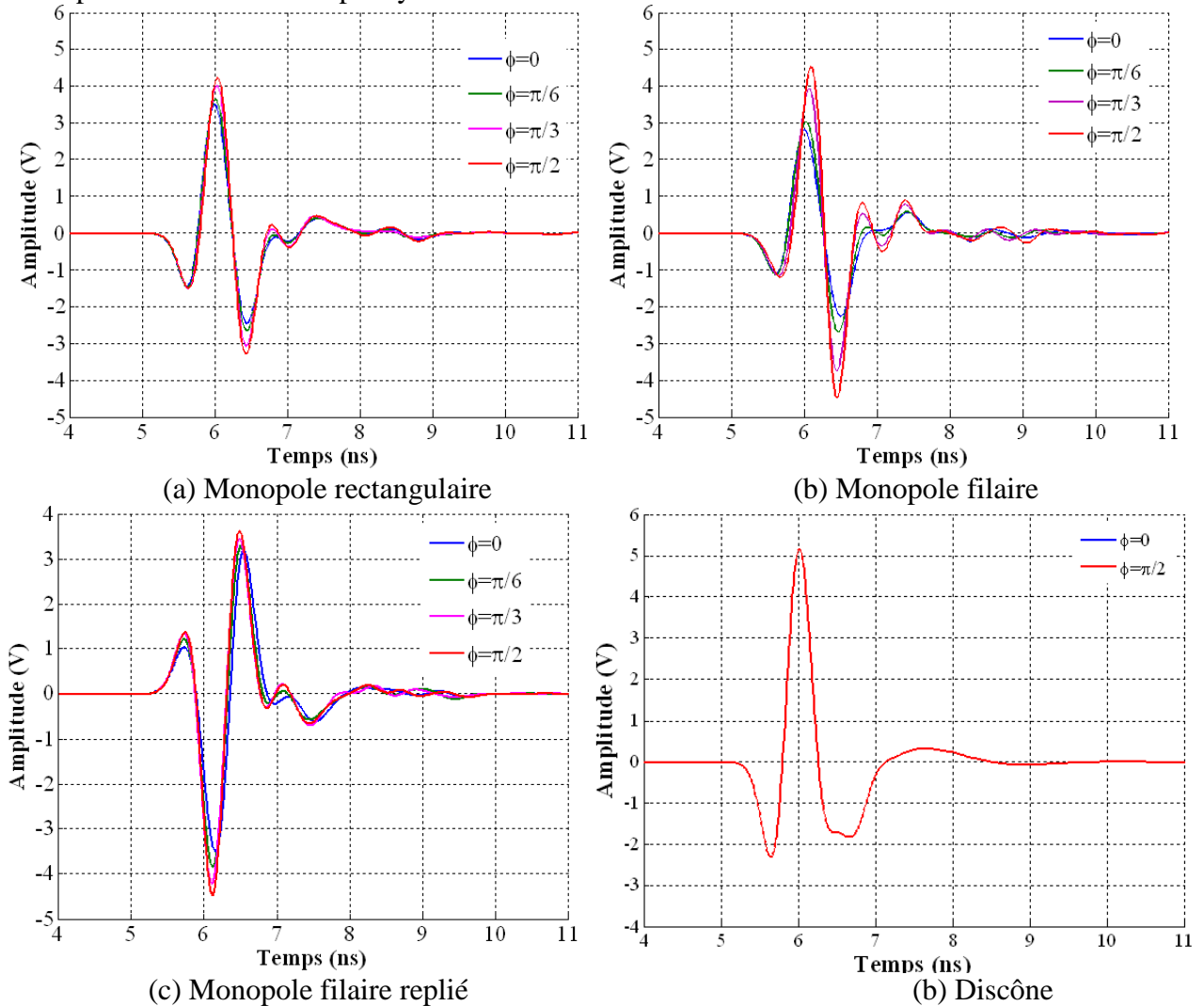


Figure III. 10: Impulsions rayonnées dans le plan H ($\theta=\pi/2$) par les 4 antennes.

L'analyse des graphes permet de faire les remarques suivantes :

- ❖ L'impulsion rayonnée par la discône (o ? ô ?) ne présente aucune sensibilité à la valeur de ϕ (entre 0 et $\pi/2$) ce qui indique une très bonne omnidirectionnalité. Les impulsions ne présentent aucune oscillation parasite.

- ❖ En revanche, les impulsions rayonnées par le monopole filaire dépendent de l'angle φ et présente de nombreuses oscillations parasites. Le maximum de ces impulsions varie entre 3 et 5 V; cette antenne a un comportement assez dispersif.
- ❖ En ce qui concerne le monopole filaire replié, les impulsions rayonnées fluctuent peu quand φ varie entre 0 et $\pi/2$. Le maximum de ces impulsions restent stable (entre 3 et 3.5V) et présentent très peu d'oscillations parasites. Ceci dénote une très bonne omnidirectionnalité de l'antenne et son comportement se rapproche de celui de la discone utilisée comme antenne Ultra Large Bande de référence dans la bande 0.5-2 GHz.

2.1.3.2 Descripteurs spécifiques: Fidélité et adaptation temporelle

Après avoir examiné en détail les impulsions rayonnées par nos 4 antennes, regardons plus spécifiquement les descripteurs compacts définis au début de ce chapitre : la fonction de fidélité à l'émission, le gain temporel et le rapport d'onde stationnaire temporel.

Le tableau ci-dessous représente les différentes évaluations de ces descripteurs. L'impulsion émise est la première dérivée de la gaussienne centrée autour d'1 GHz. Ces déterminations sont évaluées dans le plan H ($\theta=\pi/2$) et pour φ valant $\pi/2$ et $-\pi/2$.

	FFe $\varphi=90^\circ$	GTD (dBi) $\varphi=90^\circ$	FFe $\varphi=-90^\circ$	GTD (dBi) $\varphi=-90^\circ$	ROS temporel 's'
Antenne Discone	0.9564	3.069	0.9568	3.0705	1.8697
Monopole rectangulaire	0.8833	3.327	0.8827	3.659	2.7764
Monopole filaire	0.859	2.560	0.8598	2.560	3.2559
Monopole filaire replié	0.9144	3.0643	0.8766	2.695	2.9007

Tableau III. 3: Tableau récapitulatif des descripteurs compacts pour les 4 antennes.

On constate que l'antenne qui possède la meilleurs fonction de fidélité est la discone, ce résultat est cohérent avec les résultats relatifs à l'écart type du temps de groupe de la fonction de transfert (valeurs faibles et stables pour φ variant de $-\pi$ à π). On retrouve un résultat proche de ce qui a été publié pour la bande 3.1-10.6 GHz, à savoir une fonction de fidélité supérieure à 0.95 [19].

L'antenne ayant la plus faible valeur de fonction de fidélité est le monopole filaire (de l'ordre de 0.85). Là aussi on s'attendait à une valeur faible de la fonction de ressemblance du fait d'un écart type du temps de groupe élevé et d'une fonction de transfert non stable.

Autre résultat non surprenant, le monopole filaire replié présente une valeur de fidélité comparable à celle de la discone. Cependant, on note une différence sensible entre la valeur à $\varphi=\pi/2$ (de l'ordre de 0.91) et à $\varphi=-\pi/2$ (de l'ordre de 0.88). Cette différence s'explique par le fait que l'antenne ne possède pas une symétrie de révolution parfaite. On observait le même phénomène sur les diagrammes de rayonnement dans le plan H.

Les figures ci-dessous représentent les diagrammes de fonction de fidélité ainsi que du gain énergétique dans le plan H

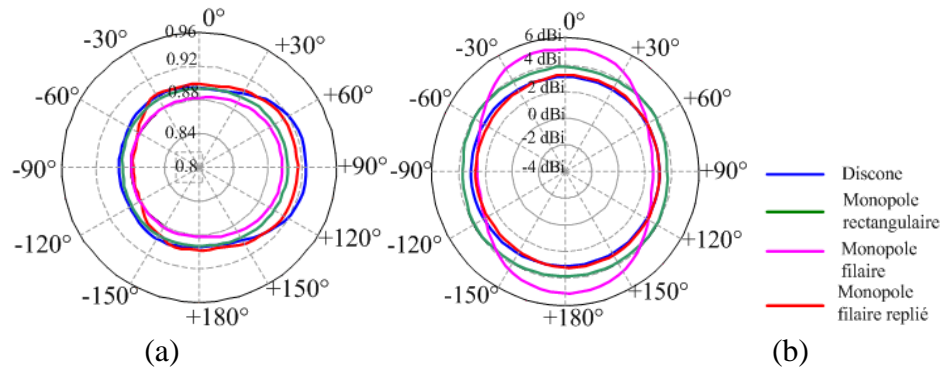


Figure III. 11: (a) Fonction de fidélité dans le plan H (b). gain énergétique dans le plan H.

On observe que dans le plan azimut, le diagramme en fidélité ne reste pas parfaitement uniforme pour φ variant de $-\pi$ à π pour le monopole filaire replié ainsi que pour le monopole filaire. Par ailleurs, c'est le monopole filaire qui possède le gain temporel le plus élevé (aux environs de 5 dBi) et la valeur de fonction de fidélité la plus faible (0.856).

En ce qui concerne le gain énergétique dans le plan azimut ($\theta=\pi/2$), on constate que seul le monopole filaire ne présente pas un diagramme en gain parfaitement uniforme. En effet les autres antennes (discone, monopole rectangulaire et monopole filaire replié), possèdent un diagramme quasi uniforme avec un gain moyen de l'ordre de 3 dBi. Pour le monopole filaire, le gain temporel varie fortement entre 2 et 5 dBi. Cette forte variation est à mettre en relation avec les diagrammes de rayonnement non omnidirectionnel (de fortes ondulations interviennent en hautes fréquences) ou encore avec un écart type du temps de groupe de la fonction de transfert non stable pour l'ensemble des valeurs de φ .

2.1.4 Eléments de conclusion

Nous avons présenté dans ce paragraphe les résultats de la comparaison de nos trois antennes par rapport à une antenne de référence. Cette comparaison a été faite dans le domaine temporel et les antennes ont été décrites en termes de moyenne et écart type du temps de groupe de la fonction de transfert, de distorsion d'impulsions rayonnées, mais aussi en termes de fonction de fidélité et de gain énergétique ou encore de ROS temporel.

Les résultats temporels confirment ce que l'on a montré précédemment avec des descripteurs "classiques" (diagramme de rayonnement et adaptation). Le monopole filaire est l'antenne la plus dispersive: valeurs de fidélité faible, non stabilité de l'écart type du temps de groupe de la fonction de transfert. A l'opposé, l'antenne qui se rapproche le plus de la discone en terme de dispersion est le monopole filaire replié: Valeur de fidélité forte (91.2 %), une valeur du gain énergétique de 3 dBi.

Cette comparaison nous incite à détailler l'étude temporelle de l'antenne filaire repliée et l'influence de la forme et des dimensions du plan de masse ; nous regarderons aussi l'influence de la longueur des brins rayonnants. L'influence du choix de l'impulsion sur les descripteurs temporels sera détaillée dans l'annexe 2.

2.2 Antenne filaire repliée

Toute l'étude temporelle de l'antenne filaire repliée, exception faite de l'étude de l'effet des brins rayonnants, sera menée sur le monopole filaire replié que l'on a étudié au second chapitre (figure III.12):

$L=90\text{mm}$, $W=24\text{mm}$,
 $h=11\text{mm}$, $a=1\text{mm}$,
 $X=600\text{mm}$

Bande passante: 0.55-1.6
 GHz, $|S_{11}| < -6\text{dB}$

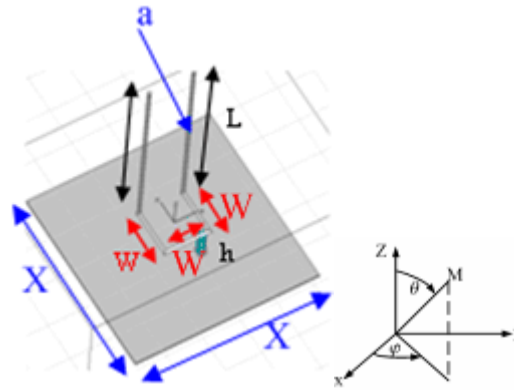


Figure III. 12: Monopole filaire replié étudié en temporel.

2.2.1 Effet de la longueur des brins rayonnants

Une étude sur l'influence de la longueur des brins rayonnants est également nécessaire pour connaître l'impact de l'augmentation de la longueur des brins rayonnants sur la fonction de fidélité. En effet à mesure que l'on augmente la longueur des brins rayonnants de l'antenne, la fréquence basse d'adaptation diminue comme prédit par modèle analytique précédemment établi. On alors peut se demander quelle est l'influence de la longueur des brins rayonnants sur les différents descripteurs.

Pour ce faire, nous avons, à l'aide du modèle analytique et pour chaque valeur de L, optimisé les autres paramètres géométriques de l'antenne afin de maximiser la bande passante de chaque antenne.

	W (mm)	h (mm)	Adaptation	fc
L=50mm	14	9	0.9-2.7 GHz ROS<3.2	1.5 GHz
L=90mm	24	11	0.55-1.6 GHz ROS<3	1 GHz
L=130mm	27	11.5	0.37-1.39 GHz ROS<3.6	650 MHz
L=150mm	34	12	0.33-1.89 GHz ROS<4	600 MHz
L=200mm	40	14	0.25-1.4 GHz ROS<4	550 MHz

Tableau III. 4: Tableau récapitulatif des dimensions optimisées et de l'adaptation pour différentes valeurs de L.

Les figures ci-dessous représente les diagrammes de fonction de fidélité ainsi du gain énergétique dans le plan H pour différentes valeurs de la longueur des brins rayonnants

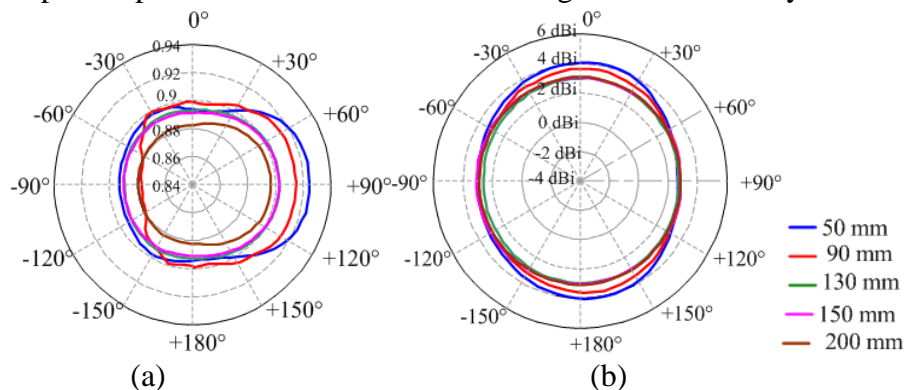


Figure III. 13: Influence de la longueur des brins rayonnants sur des descripteurs
 (a) fonction de fidélité (b) gain temporel.

On obtient une meilleure fonction de fidélité pour des brins rayonnants de petites dimensions (92.5%) que pour une antenne ayant des brins rayonnants de longueur de 200mm (89%). Ce constat est

en parfait accord avec ce que l'on sait sur la fonction de fidélité et la dimension des antennes: Plus la hauteur de l'antenne est faible, meilleure est sa fonction de fidélité.

En ce qui concerne le gain énergétique, hormis pour $\varphi = 0$ ou $\varphi = \pi$, on note peu de variations avec la longueur des brins. Le gain énergétique vaut +2 dBi. Pour les deux autres angles, on note une variation de 2 dB entre $L=50\text{mm}$ et $L=200\text{mm}$.

2.2.2 Effet du plan de masse: dimensions et formes

Dans ce paragraphe, nous allons nous intéresser à l'effet du plan de masse (formes et dimensions) sur le comportement temporel de l'antenne filaire repliée, car "in fine", on aimerait que les caractéristiques temporelles et fréquentielles de l'antenne ne dépendent pas du plan de masse.

On suppose que l'antenne est optimisée dans la bande 500MHz-2 GHz. On se retrouve donc dans le cas de la figure III.11, la longueur des brins rayonnants étant égale à 90mm et la largeur de la ligne de transmission à 24mm. Deux formes du plan de masse vont être envisagées: plan de masse carré et plan de masse circulaire. La dimension du plan de masse varie entre 0.5λ à 4λ où la longueur d'onde est calculée par rapport à la fréquence basse d'adaptation de l'antenne. L'impulsion émise est la première dérivée de la gaussienne de paramètre caractéristique τ égal à 0.1125 ns.

2.2.2.1 Etude de la phase

Les figures ci-dessous représentent le temps de groupe dans le plan H ($\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi/2$) pour différentes dimensions du plan de masse, pour deux formes particulières: carré et cercle.

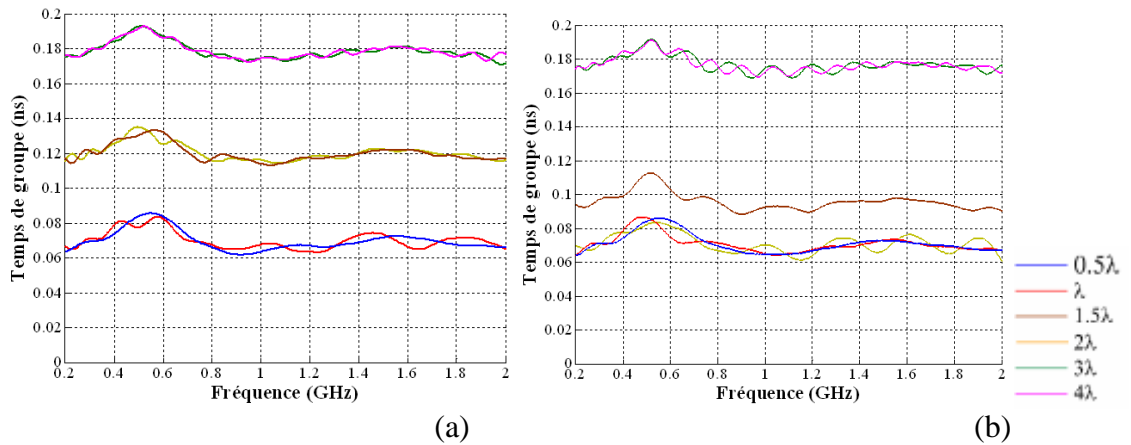


Figure III. 14: Temps de groupe dans le plan H (a) forme carré (b) forme circulaire.

Plusieurs remarques peuvent être faites à partir de ces deux graphes :

- ❖ Le temps de groupe reste stable sur toute la bande de fonctionnement aussi bien pour le plan de masse de forme carré que pour le plan de masse circulaire. Ceci permet de dire que ,même pour un plan de masse de dimension 0.5λ , le monopole filaire replié est peu dispersif (temps de groupe relativement constant), cela sera confirmé par la détermination des descripteurs compacts de cette antenne.
- ❖ La valeur moyenne du temps de groupe dépend de la géométrie du plan de masse ainsi que de ses dimensions. Ainsi elle augmente avec la dimension du plan de masse pour le plan de masse carré. On note le même résultat pour un plan de masse circulaire (valeur moyenne plus élevée pour un plan de masse de dimension 4λ que pour les autres dimensions). Ce résultat peut s'expliquer par le fait que le délai introduit par la réfraction de l'onde sur le plan de masse dépend de la géométrie de ce plan de masse.

Ces différentes remarques peuvent être vérifiées en déterminant la moyenne du temps de groupe. Les différentes figures suivantes rassemblent ces résultats.

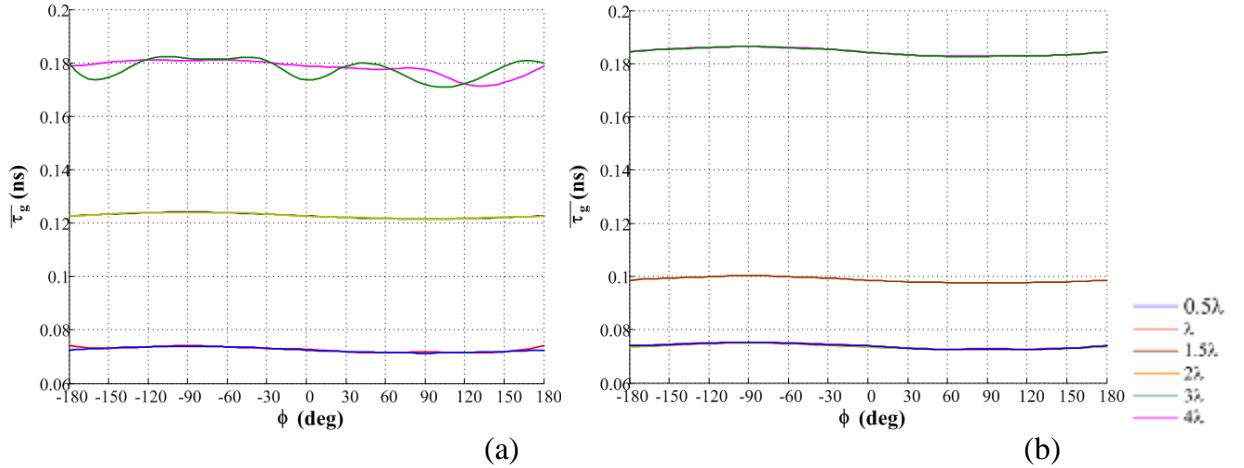


Figure III. 15: Moyenne du temps de groupe dans le plan H (a) forme carré (b) forme circulaire.

La moyenne du temps de groupe calculée dans le plan H ($\theta = \pi/2$) pour les deux formes du plan de masse et pour toutes les dimensions que l'on a choisi reste stable pour un angle ϕ variant de $-\pi$ à π .

2.2.2.2 Etude des impulsions rayonnées

L'étude de la phase a montré que pour les deux formes du plan de masse, la moyenne du temps de groupe ainsi que son écart type évalués dans le plan H restait stable si on faisait varier l'angle ϕ de $-\pi$ à π et ceci pour toutes les dimensions du plan de masse. Ce résultat permet d'assurer que si on fixe une dimension du plan de masse, les impulsions rayonnées par cette antenne ne vont pas beaucoup fluctuer quand ϕ varie.

Il nous reste à examiner, pour un angle ϕ constant, les différences qu'il peut y avoir entre deux plans de masse de formes différentes ou celles qui existent pour une forme donnée lorsque l'on fait varier leurs dimensions. C'est ce que montre la figure III.16 pour la direction $\theta = \pi/2$, $\phi = \pi/2$. On rappelle que l'impulsion rayonnée par l'antenne est déterminée par rapport au champ électrique rayonné tout en éliminant bien sur l'effet de l'atténuation et du retard dû à la propagation.

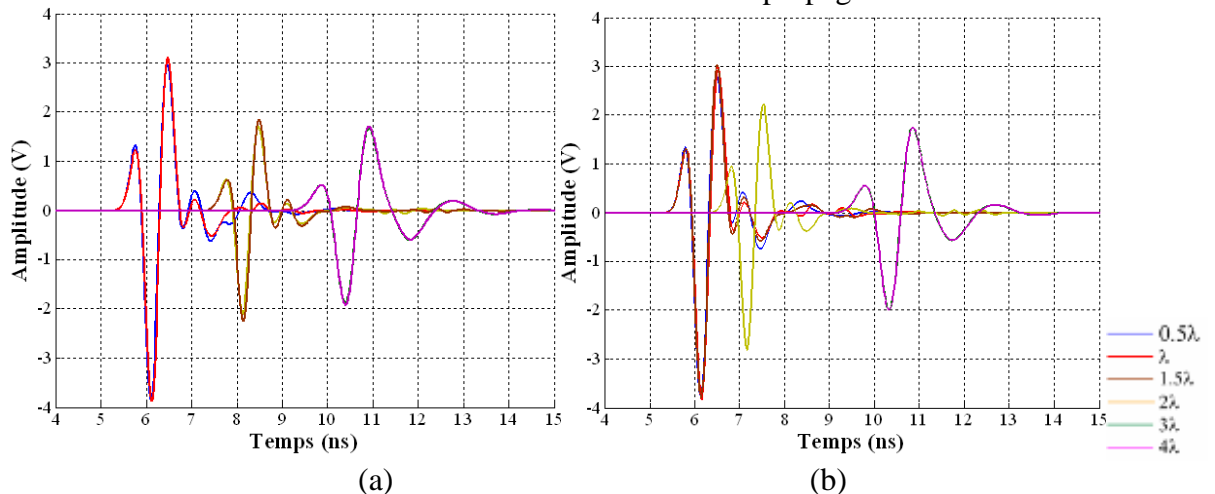


Figure III. 16: impulsions rayonnées dans le plan H ($\theta = \pi/2$, $\phi = \pi/2$) (a) forme carré, (b) forme circulaire.

La forme de l'impulsion varie en fonction de la forme et de la dimension du plan de masse. Ainsi, le début de l'impulsion est affecté par la forme du plan de masse et par ses dimensions. Ces différences sont en accord avec celles obtenues à partir du temps de groupe de la fonction de transfert de l'antenne.

Regardons maintenant les impulsions rayonnées dans le plan E ($\varphi = 0^\circ, \theta = \pi/3$) pour les différents plans de masse utilisés précédemment.

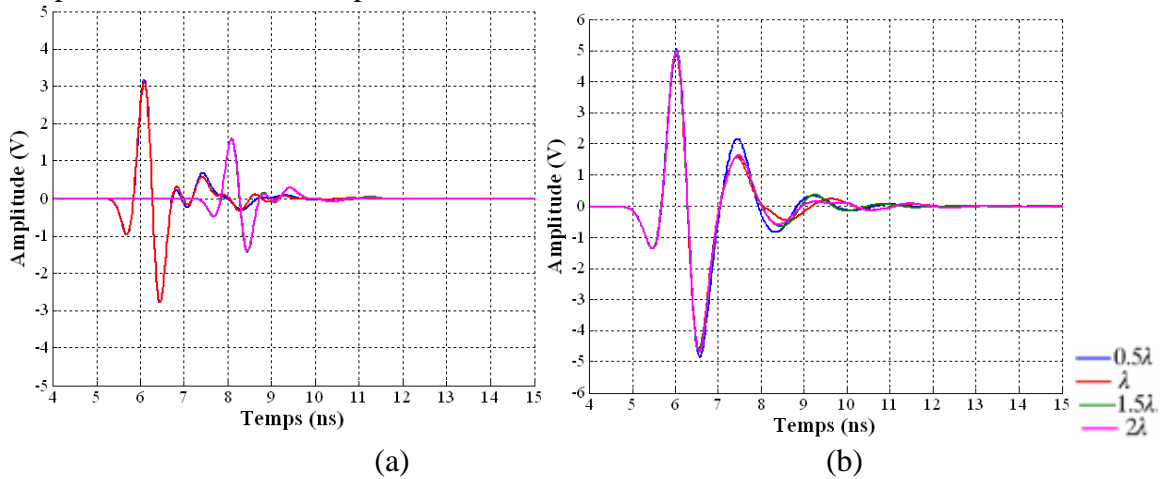


Figure III. 17 : Impulsions rayonnées dans le plan E ($\varphi=0, \theta=\pi/6$). (a) forme carrée, (b) forme circulaire.

Cette fois-ci on note des différences importantes liées à la forme du plan de masse. Dans le cas du plan de masse carré, on observe un délai qui varie avec sa dimension alors qu'il n'en n'est rien pour le plan de masse de forme circulaire. Cette différence peut s'expliquer par le fait que les rayons se réfractent de la même manière pour n'importe quel angle θ pour un plan de masse circulaire.

La forme et l'amplitude de l'impulsion ne dépendent pas de la taille du plan de masse circulaire alors que l'amplitude de cette impulsion est affectée par la dimension du plan carré : l'amplitude est divisée par 2 quand la dimension passe de 0.5λ à 2λ .

2.2.2.3 Etude des descripteurs compacts

Les conclusions que l'on a tirées de l'étude des impulsions rayonnées et de la phase vont se confirmer à partir de l'étude des descripteurs compacts (fonction de fidélité et gain temporel).

2.2.2.3.1 Descripteurs dans le plan H

Les figures III.19 représentent les diagrammes de fonction de fidélité dans le plan H ($\theta = \pi/2$), pour différentes dimensions du plan de masse et pour les deux formes particulières: carré et cercle.

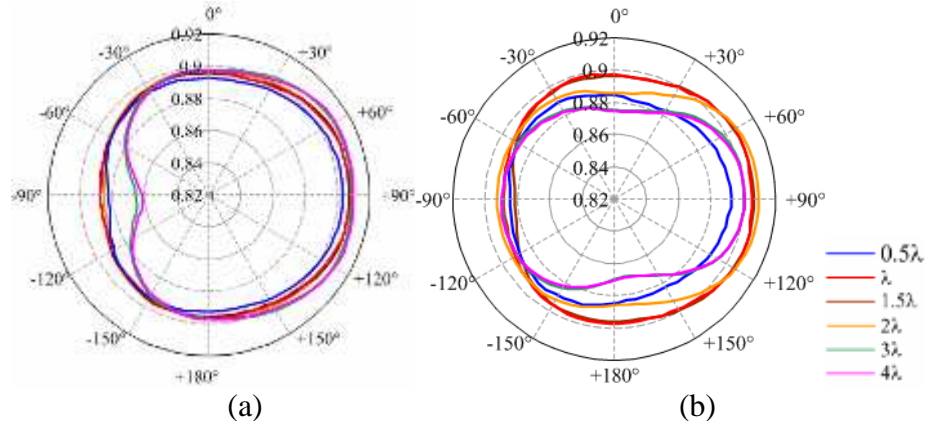


Figure III. 18: Fidélité dans le plan H pour différentes dimensions (a) forme carrée (b) forme circulaire

Pour le plan de masse de forme carrée, la fonction de fidélité ne dépend pas des dimensions. La fonction de fidélité reste quasiment omnidirectionnel quelque soit φ et vaut 0.91. La longueur du plan de masse n'a pratiquement aucun impact sur la fonction de fidélité de l'antenne

Par contre pour le plan de masse de forme circulaire, il y a une forte différence entre la dimension 0.5λ et les autres dimensions: Diagramme non omnidirectionnel et valeurs plus faibles pour

les angles compris entre 0 et $\pi/2$ Cette différence est en accord avec la fluctuation que l'on a observée pour l'écart type du temps de groupe.

2.2.2.3.2 Descripteurs dans le plan E

La figure III.19 rassemble les résultats de la fonction de fidélité dans le plan E ($\varphi = 0$): forme carrée et circulaire, dimensions allant de 0.5λ à 2λ

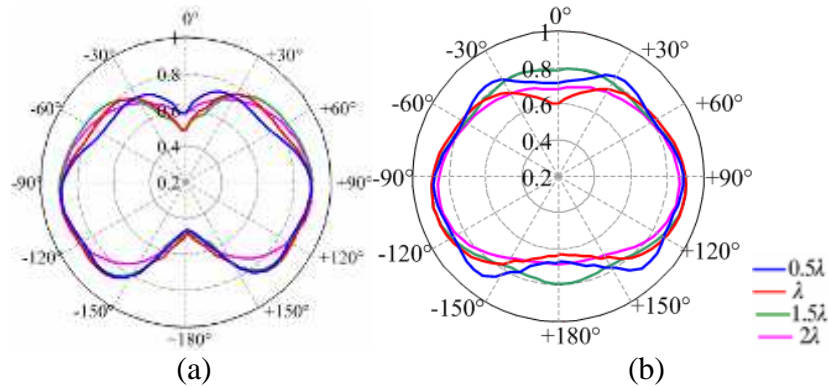


Figure III. 19: Fidélté dans le plan E pour différentes dimensions (a) forme carré (b) forme circulaire

Pour le plan de masse de forme circulaire, peu de différences existent entre les différentes dimensions que l'on a considérées au niveau de la fonction de fidélité. Cette remarque est à mettre en parallèle avec les formes d'impulsions rayonnées mais aussi avec la forme de l'écart type du temps de groupe. Dans le plan vertical, la fonction de fidélité pour un plan de masse circulaire, ne dépend pratiquement pas des dimensions du plan de masse

Pour le plan de masse carré, on note aussi peu de différences au niveau de la fonction de fidélité mis à part pour la dimension 0.5λ où la valeur de la fonction de fidélité est nettement inférieure.

2.3 Eléments de conclusion

Dans cette seconde partie, plusieurs antennes Ultra Large Bande pouvant être utilisées dans la partie basse du spectre (0.5-2 GHz) ont été étudiées dans le domaine temporel grâce à l'utilisation de plusieurs descripteurs: fonction de fidélité, gain temporel, moyenne et écart-type du temps de groupe du champ rayonné ou de la fonction de transfert. Il en ressort que c'est l'antenne filaire repliée qui possède les propriétés temporelles (fonction de fidélité élevée, écart-type et moyenne du temps de groupe stable) les plus intéressantes par rapport aux deux autres antennes (monopole rectangulaire ULB et sa version filaire). L'antenne filaire repliée se rapproche de la discone, antenne de référence pour les antennes omnidirectionnelles.

L'étude temporelle menée sur l'antenne filaire repliée a permis de montrer que :

- ❖ La longueur des brins rayonnants fait évoluer la fonction de ressemblance et, dans une moindre mesure, la valeur du gain temporel: Plus la hauteur de l'antenne est faible, meilleure est sa valeur de fidélité
- ❖ L'influence du plan de masse (taille et forme) existe sur les descripteurs concernant la phase de la fonction de transfert de l'antenne, aussi bien pour le plan H que pour le plan E, mais elle disparaît pour les descripteurs plus compacts, à savoir la fonction de fidélité et le gain temporel. Cette différence sur l'indépendance par rapport à la phase et à la fonction de fidélité pourrait poser problème pour le système en réception, du type système cohérent avec corrélateur.

Après ces différentes études il ne nous reste plus qu'à caractériser le monopole filaire replié dans les domaines fréquentiel et temporels. C'est tout le but des deux derniers paragraphes de ce chapitre.

3 Méthodes de caractérisation d'antennes en bande basse.

L'antenne filaire repliée présente les meilleures propriétés d'un point de vue temporel (meilleure fidélité, moyenne du temps de groupe stable) par rapport au monopole rectangulaire ULB ou à sa version filaire. Il nous reste maintenant à valider ces résultats d'un point de vue expérimental. Nous ne traiterons que le cas de l'antenne filaire repliée en configuration monopole et dipôle.

Avant de donner les résultats expérimentaux obtenus avec ces antennes, nous allons décrire les différentes chaînes de mesures utilisées dans le domaine fréquentiel et en régime impulsionnel.

3.1 Chaîne de mesures utilisée en temporel et en fréquentiel

3.1.1 Banc de mesures impulsionnel

3.1.1.1 Description du banc de mesures

Pour étudier le comportement temporel d'une antenne ULB, il est indispensable d'avoir un banc impulsionnel. Les mesures dans le domaine temporel ont été effectuées grâce au banc impulsionnel dont le CEA-LETI dispose [23]. Un schéma du banc impulsionnel est représenté à la figure III.20.

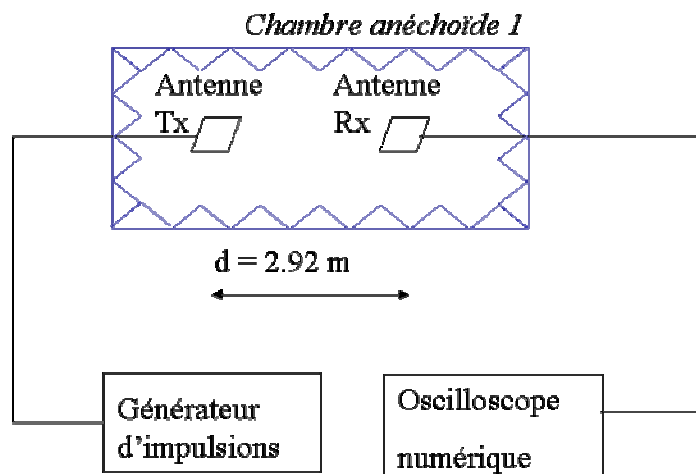


Figure III. 20: Schéma d'un banc impulsionnel.

La chambre anéchoïde utilisée pour ce banc impulsionnel a pour dimensions 5×3×3m et sa bande de fréquence nominale commence à partir de 900 MHz. La distance d séparant les deux antennes est égale à 2.92m. Cette distance doit être supérieure à la distance entre antennes et parois et doit bien sûr respecter la condition en champ lointain.

Le premier instrument de mesures important pour un banc de mesures temporelles (?) est le générateur d'impulsions qui doit pouvoir générer des impulsions de très courtes durées (inférieure à la ns). Des filtres passe-haut peuvent y être rajoutés pour couvrir la bande de fréquences qui nous intéresse. Pour compenser les pertes causées par l'ajout de ces filtres sur le signal à l'émission, un amplificateur de puissance est ajouté à l'émission. L'impulsion qui a été utilisée lors des mesures temporelles couvre une bande de fréquences allant de 100 MHz à 1.7 GHz (cf figure III.21).

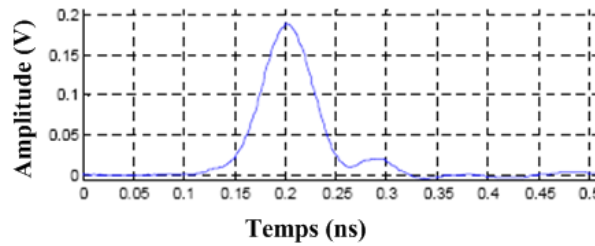


Figure III. 21: Impulsion émise.

Le second équipement est bien sûr l'oscilloscope numérique. Il permet la numérisation des impulsions reçues mais également la synchronisation avec le générateur d'impulsions. Un oscilloscope numérique à échantillonnage (Tecktronics CSA8200) a été utilisé lors des mesures. Par ailleurs, un second amplificateur (amplificateur faible bruit) est utilisé pour compenser l'atténuation due au canal de propagation.

3.1.1.2 Choix de l'antenne de référence

Plusieurs méthodes existent pour caractériser une antenne ULB: méthode par antenne de référence ou méthode utilisant deux antennes identiques. On a choisi de prendre la méthode avec une antenne de référence car elle est plus facile à mettre en œuvre et évite la manipulation des câbles qui peuvent entraîner des erreurs de calibration. L'antenne sous test est placée en émission et l'antenne de référence est placée en réception et doit être une antenne directive.

Dans notre cas, le problème était de choisir convenablement cette antenne de référence: sa bande passante devait commencer en basses fréquences à partir de 100 MHz et devait avoir un gain suffisamment élevé.

Notre choix s'est porté sur une antenne de type Vivaldi, dont on peut voir une représentation sur la figure III.22

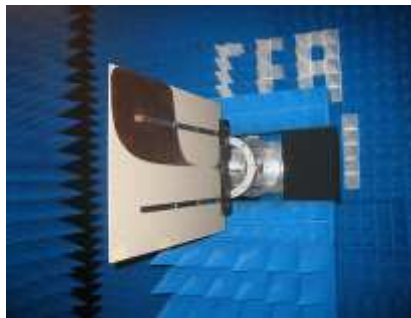


Figure III. 22: Antenne de référence : Antenne Vivaldi.

Elle couvre une bande passante de 250MHz-16 GHz pour un $|S_{11}| < -6dB$ et son gain dans le plan d'élévation varie entre -2 dB à 250 MHz jusqu'à 6 dB à 1.7 GHz comme le montrent les figures III.23.

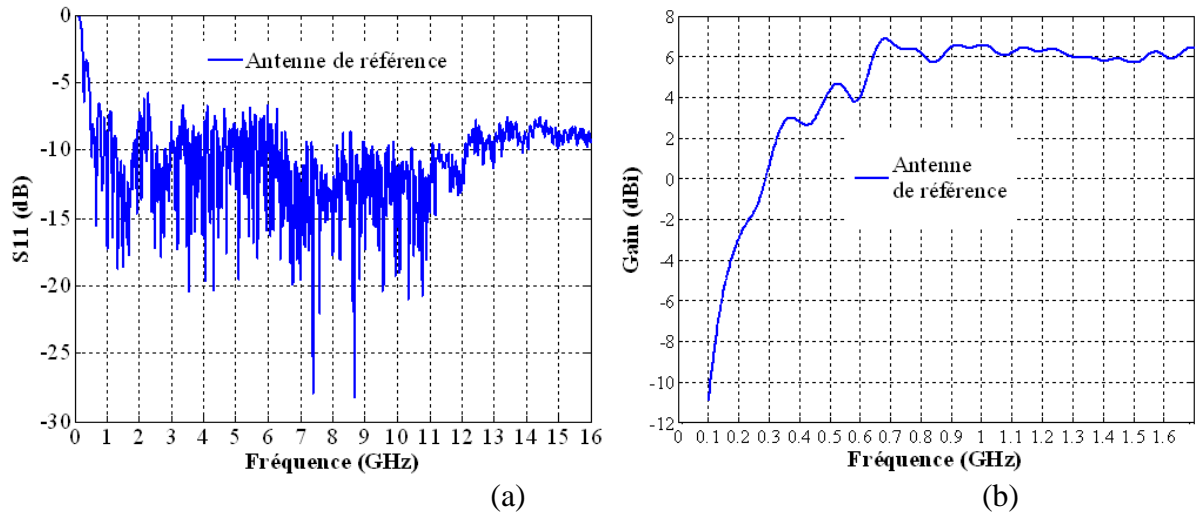


Figure III. 23: (a) Adaptation (b) Gain dans le plan E.

3.1.1.3 Phase de calibration

Une phase de calibration destinée à isoler les effets dus au banc de mesures a été réalisée. Elle nécessite 3 phases de mesures schématisées sur la figure III.24:

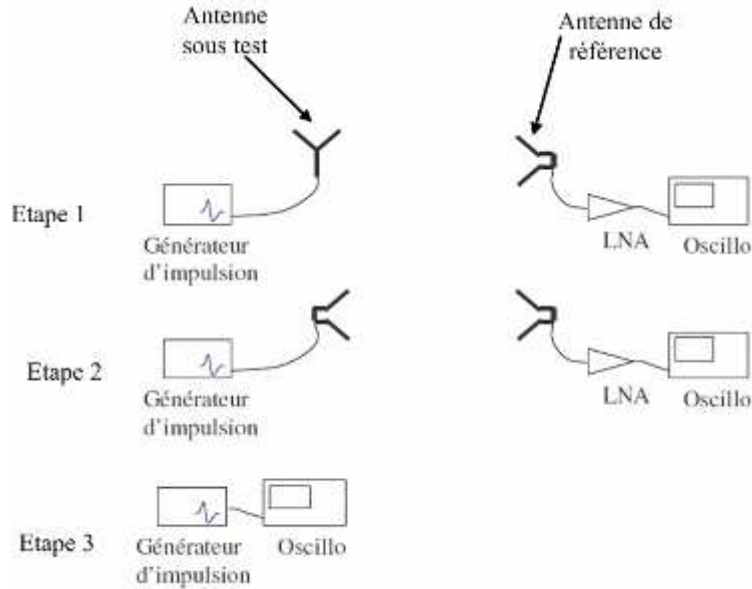


Figure III. 24: Phase de calibration dans le domaine temporel.

Une fois cette phase de calibration réalisée, il est possible de déterminer précisément la fonction de transfert de l'antenne sous test à partir de celle de l'antenne de référence: Si M_1 et M_2 sont les transformées de Fourier des mesures des étapes 1 et 2 et H_{ref} la fonction de transfert de l'antenne de référence, alors la fonction de transfert de l'antenne sous test, notée H_{AUT} est donnée par la relation suivante:

$$H_{AUT}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{M_1(\omega, \theta, \varphi)}{M_2(\omega, \theta, \varphi) H_{ref}(\omega, \theta, \varphi)} \quad (20)$$

3.1.2 Chaîne de mesures dans le domaine fréquentiel

3.1.2.1 Description de la chaîne de mesure

La chaîne de mesure dans le domaine fréquentiel est depuis longtemps utilisée en antennes à bande étroite ou en CEM. Elle nécessite l'utilisation d'un analyseur vectoriel de réseaux, une chambre anéchoïde et un positionneur [24], [25].

La figure ci-dessous présente une chaîne de mesures utilisée classiquement dans le domaine fréquentiel.

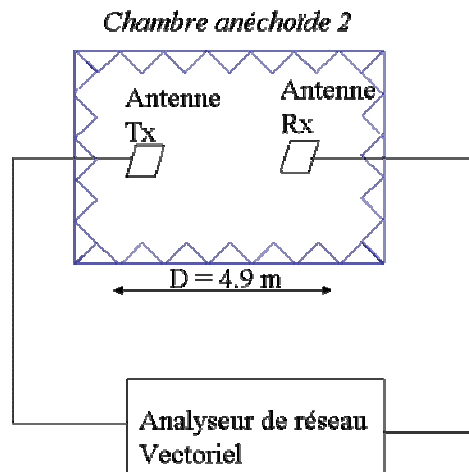


Figure III. 25: Schéma d'une chaîne de mesures en fréquentiel.

Comme précédemment, une étape de calibration est nécessaire afin d'éliminer les effets d'atténuation et de dispersion des câbles de connexion. Par ailleurs, la bande de fréquences balayée par l'analyseur de réseau vectoriel est de 100 MHz à 3 GHz avec une résolution de 100 MHz. La limite haute de cette bande de fréquences est choisie à 3 GHz car l'une des antennes à caractériser a une bande de fonctionnement en dessous de 2 GHz. La distance séparant les deux antennes doit respecter les conditions de champ lointain, et est égale ici à $D=4.92\text{m}$

3.1.2.2 Choix de l'antenne de référence

Comme pour les mesures dans le domaine temporel, nous avons choisi de privilégier la méthode par antenne de référence. L'antenne sous test est placée à l'émission et l'antenne de référence se trouve à la réception.

Notre principal souci est le choix de cette antenne de référence: Comme pour les mesures temporelles, l'antenne de référence doit pouvoir couvrir une bande de fréquences allant de 100 MHz jusqu'à 4 GHz, avoir un gain élevé, et être peu dispersive. Comme il est difficile d'avoir une antenne commerciale de 100 MHz à 4 GHz, nous avons décidé d'opter pour deux types d'antennes commerciales: l'une couvrant la bande 100 MHz-2 GHz et l'autre couvrant la bande 2-4 GHz.

Pour la première partie du spectre, nous avons choisi de prendre l'antenne bilog d'A. H Systems [26] même si son centre de phase varie en fonction de la fréquence. Les figures III.26 a et b présentent cette antenne ainsi que son adaptation.

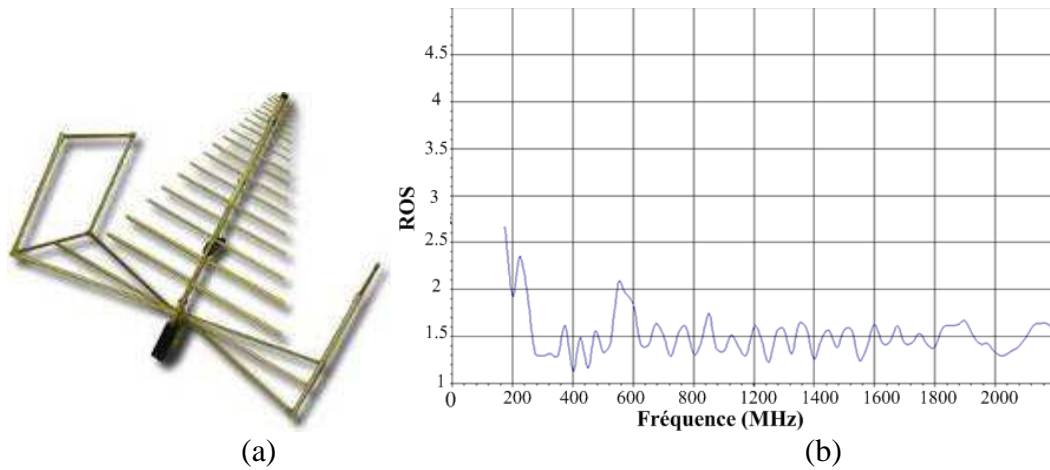


Figure III. 26: (a) Figure de l'antenne bilog (b) Adaptation.

Cette antenne couvre la bande 200MHz-2 GHz pour un $|S_{11}| < -10dB$.

Pour la seconde partie du spectre, nous avons choisi de prendre un cornet d'ETS-Lindgren [27]. La figure de cette antenne est présentée sur la figure III.27 avec son adaptation.

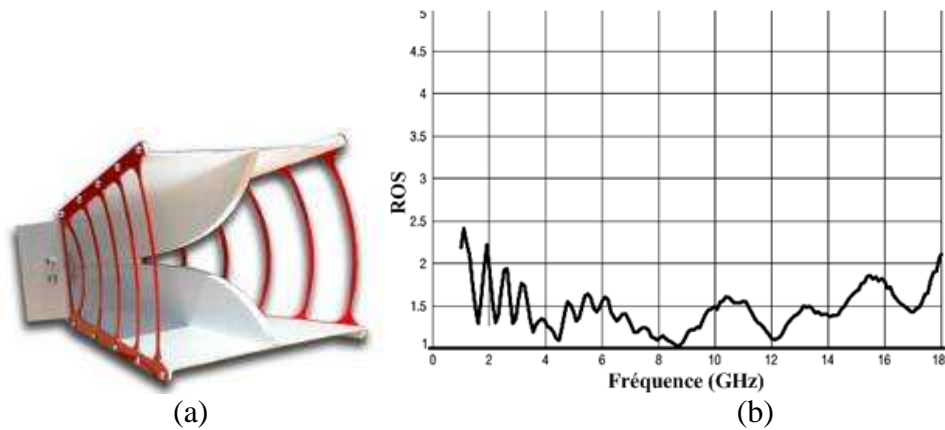


Figure III. 27: (a) Figure de l'antenne cornet (b) Adaptation.

Cette antenne couvre la bande 2GHz-18 GHz pour un $|S_{11}| < -10dB$.

3.1.3 Discussions

Dans le cas particulier de l'Ultra Large Bande, plusieurs auteurs ont montré que caractériser dans le domaine fréquentiel à l'aide d'un analyseur vectoriel de réseaux ou caractériser en impulsionnel grâce à un oscilloscope numérique donnent des résultats semblables [28], [29]. En effet, le passage d'un domaine à l'autre est facile et permet de passer de la fonction de transfert à la réponse impulsionnelle, ou inversement, en prenant sa transformée de Fourier.

- ❖ Cependant, ces méthodes de caractérisation d'antennes ULB présentent chacune leurs avantages:
- ❖ En ce qui concerne la méthode dans le domaine temporel, elle permet d'avoir très rapidement les caractéristiques de l'antenne (réponse impulsionnelle). Un autre avantage est le fenêtrage qui permet, en impulsionnel, d'isoler le signal réel qui vient de l'antenne des autres signaux venant des réflexions dues aux murs ou aux objets proches. [30], [31]. Un des désavantages principaux de cette méthode est la réduction du rapport signal sur bruit en hautes fréquences: En effet, le spectre de l'impulsion mesurée décroît avec la fréquence alors que le niveau du bruit reste constant. Cette réduction du rapport signal sur bruit peut entraîner une précision de la mesure plus faible en hautes fréquences
- ❖ En ce qui concerne la méthode en régime harmonique, ses avantages sont connus depuis longtemps. On peut citer la dynamique de mesure: Elle est meilleure par rapport aux mesures temporelles car la chaîne de mesures temporelles présente des non linéarités liées aux

amplifications. Sa résolution temporelle est supérieure à l'autre type de mesures et la synchronisation des signaux émis et reçus est facilitée. (Elle est gérée intégralement par l'analyseur de réseaux)

Ici, dans le contexte de caractérisation des antennes ULB commençant à partir de 200 MHz voire plus bas, le problème se situe plutôt du côté des chambres anéchoïdes car il est difficile d'avoir de chambres qui descendent en deçà de 500 MHz, la taille des absorbants étant inversement proportionnelle à la fréquence nominale de la chambre, ainsi que la taille de la chambre anéchoïde.

3.2 Post-traitement des mesures en temporel et en fréquentiel

3.2.1 Traitement des mesures

3.2.1.1 Prétraitement de la fonction de transfert

Les réponses impulsionnelles peuvent être déduites des fonctions de transfert correspondantes par une transformée de Fourier inverse [32], [33]. La transformation de Fourier inverse est appliquée après un prétraitement adéquat des réponses en fréquence afin d'obtenir une réponse impulsionnelle réelle. Ce prétraitement consiste à réaliser un prolongement par zéro dans les gammes de fréquence non mesurées par l'une des deux méthodes de mesures. Ensuite il suffit de déterminer la symétrie hermitienne correspondante, suivant la relation suivante:

$$H(\omega, \theta, \varphi) = H^*(-\omega, \theta, \varphi) \quad (21)$$

La figure ci-dessous résume le prétraitement que l'on fait pour déterminer la réponse impulsionnelle d'une antenne:

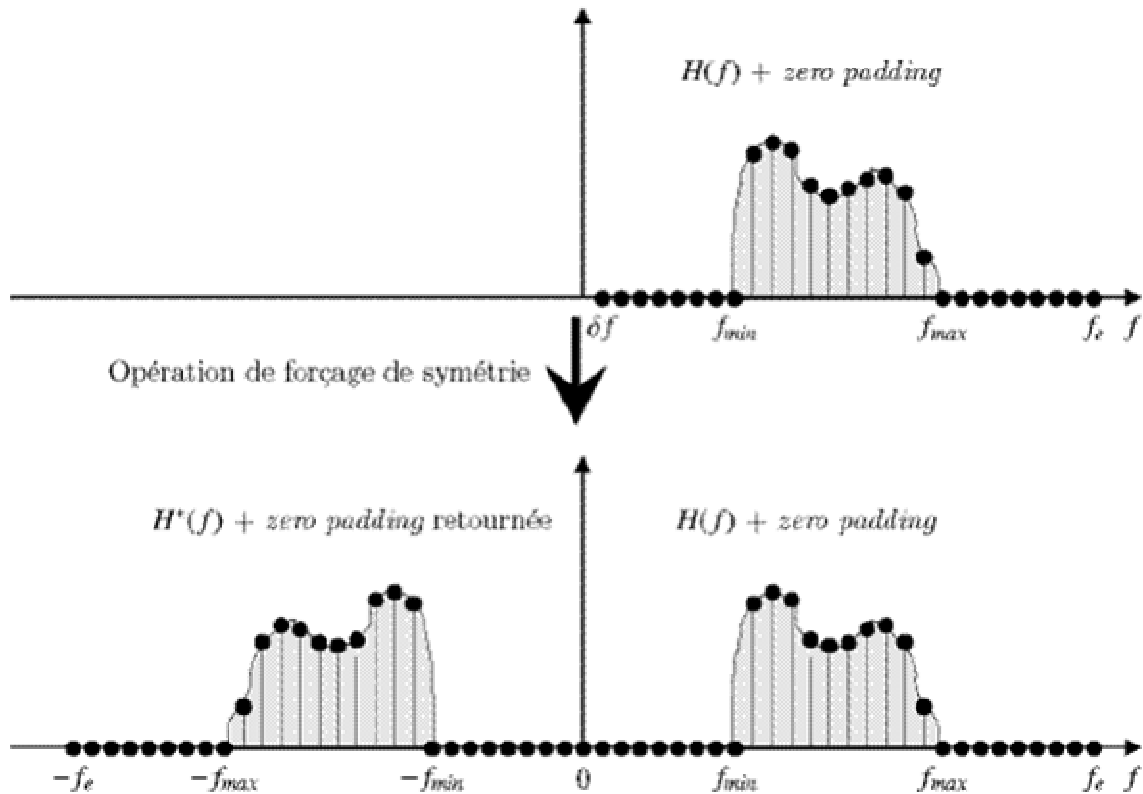


Figure III. 28: Prétraitement de la fonction de transfert d'une antenne.

3.2.1.2 Détermination du gain fréquentiel et de la fonction de transfert par mesures

Comment peut on déterminer le gain fréquentiel à partir de la fonction de transfert d'une antenne ULB ou de sa réponse impulsionnelle ?

3.2.1.2.1 Mesures temporelles

Les mesures temporelles effectuées grâce au banc impulsionnel du CEA-LETI permettent de récupérer la fonction de transfert $H_{AUT}(\omega, \theta, \varphi)$ de l'antenne sous test. Le gain fréquentiel est alors obtenu par la relation suivante:

$$G_{TD}(f, \theta, \varphi) = \frac{|H_{AUT}(\omega, \theta, \varphi)|^2}{|1 - S_{11}^2(\omega)|} \quad (22)$$

3.2.1.2.2 Mesures fréquentielles

La fonction de transfert à partir de mesures fréquentielles est déterminée à partir de la connaissance des paramètres S du système formé par les deux antennes (S_{11} et S_{12}) et du facteur de l'antenne de référence FA_{ref} .

On a pour un système sous 50 Ω la relation suivante reliant le facteur de l'antenne de référence et son gain:

$$FA_{ref}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{9.73}{\lambda \sqrt{G_{ref}(\omega, \theta, \varphi)}} \quad (23)$$

La fonction de transfert de l'antenne sous test est alors déterminée par la relation suivante.

$$H_{AUT}(\omega, \theta, \varphi) = \frac{\text{Re}(Z_{ant})}{Z_{ant+50}} \left\{ \frac{|S_{12}(\omega, \theta, \varphi)| e^{-j\psi_{12}(\omega, \theta, \varphi) + jkd}}{d \cdot FA_{ref}(\omega, \theta, \varphi)} \right\} \quad (24)$$

Où

- ❖ Z_{ant} l'impédance d'entrée de l'antenne sous test.
- ❖ d la distance séparant les deux antennes
- ❖ ψ_{12} la phase du paramètre S_{12}
- ❖ k le vecteur d'onde, $k=2\pi/\lambda$

Le gain fréquentiel est obtenu grâce à la formule de Friis, permettant de relier le gain de l'antenne sous test à celui de l'antenne de référence.

$$G_{AUT}(\omega, \theta, \varphi) = G_{ref}(\omega, \theta, \varphi) \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 |S_{12}(\omega, \theta, \varphi)|^2 \quad (25)$$

3.2.2 Validation des mesures par l'antenne à encoches

Avant de caractériser expérimentalement l'antenne filaire repliée et les antennes optimisées, nous allons valider le banc impulsionnel avec son antenne de référence par des mesures sur une antenne "test", l'antenne à encoches dans la bande 200MHz-2 GHz.

3.2.2.1 Description de l'antenne

L'antenne utilisée pour valider le banc impulsionnel est l'antenne à encoches, connue pour avoir une bande passante importante mais un diagramme de rayonnement qui ne reste pas stable sur toute sa bande de fonctionnement.

La figure ci-dessous représente le monopole à encoches dont les dimensions n'ont été optimisées pour que cette antenne puisse couvrir la bande basse du spectre de l'ULB

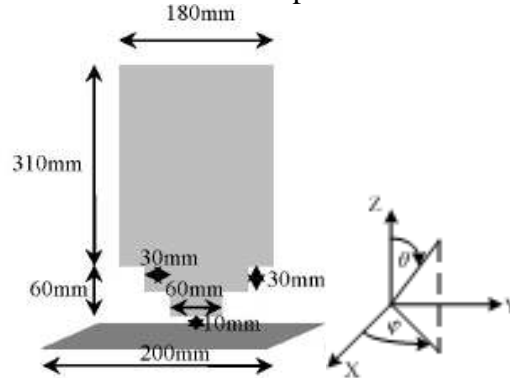


figure III. 29: Antenne ULB à encoches.

Cette antenne couvre une bande passante allant de 200 MHz à 2 GHz pour un $|S_{11}| < -6dB$ et les mesures sont en bon accord avec les simulations obtenues sous CST Microwave Studio (figure III.30).

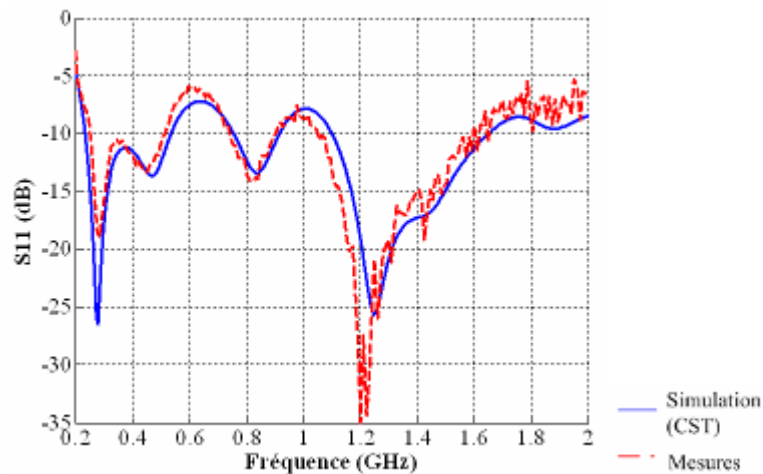


Figure III. 30: Adaptation de l'antenne à encoches.

3.2.2.2 Diagrammes de rayonnement

Une première validation du banc impulsionnel du CEA-LETI a été faite sur les diagrammes de rayonnement de l'antenne de test (monopole à encoches) dans le plan H ($\theta = \pi/2$).

Les figures ci-dessous présentent une comparaison entre les diagrammes de rayonnement simulés (en bleue) et ceux mesurés à l'aide du banc impulsionnel (en rouge) pour différentes fréquences.

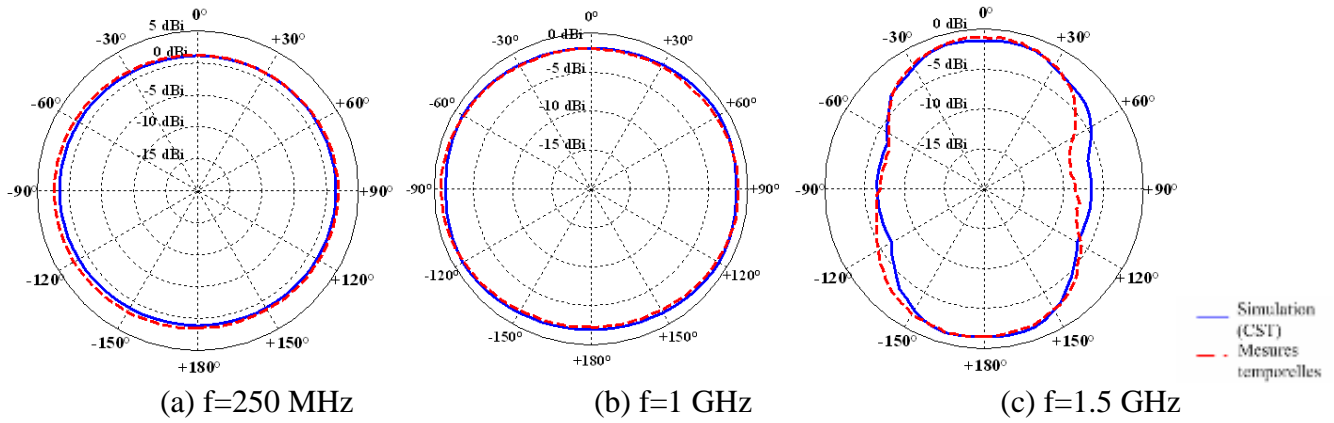


Figure III. 31: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole à encoches.
(bleu: simulation, rouge: mesure temporelle).

On note un très bon accord entre les mesures temporelles et les simulations électromagnétiques. La différence entre les deux données est de l'ordre 0.5 dB.

On peut voir sur la figure ci-dessous un assez bon accord entre mesure temporelle et simulation du gain fréquentiel déterminé dans le plan H ($\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi/2$) de l'antenne de test.

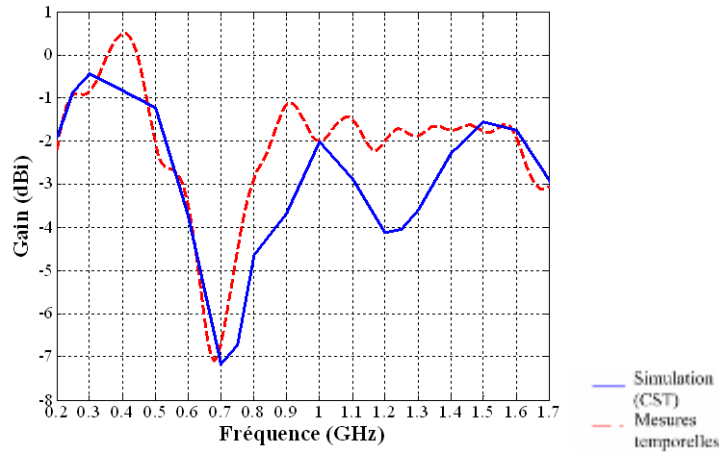


Figure III. 32: Gain fréquentiel dans le plan H ($\theta = \pi/2$, $\varphi = \pi/2$).

3.2.2.3 Résultats dans le domaine temporel

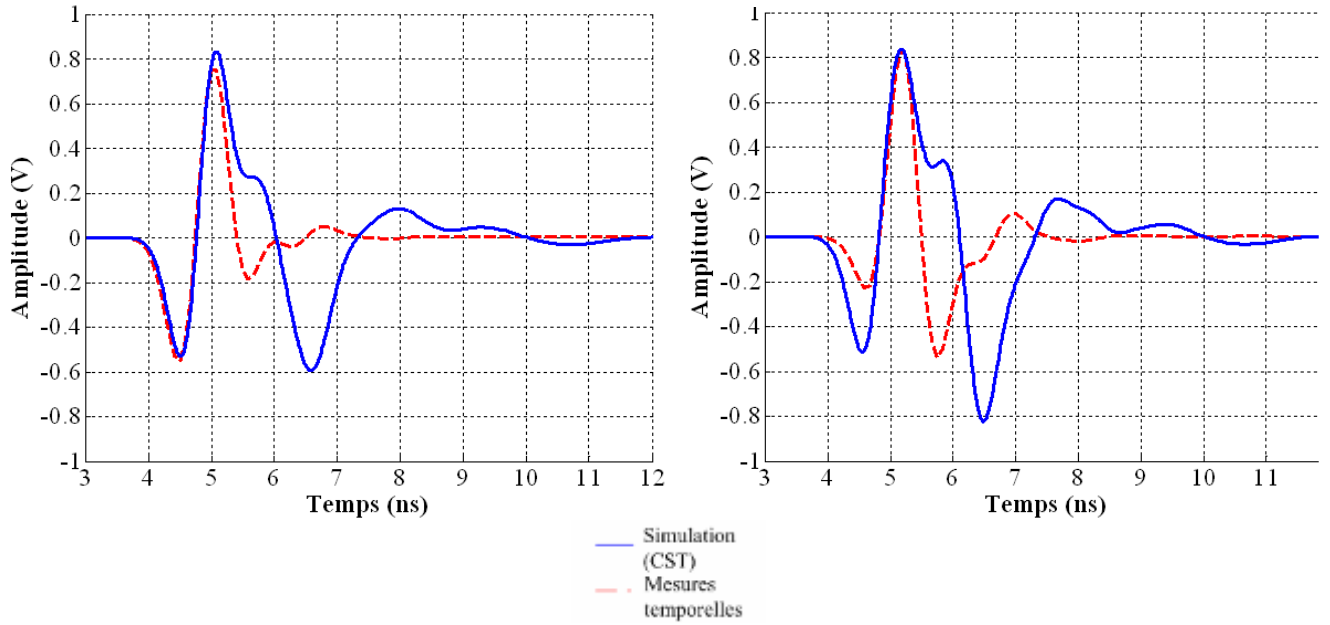
Les différents résultats temporels de l'antenne test ont été obtenus en utilisant comme forme d'onde la première dérivée de la Gaussienne. Son expression est donnée par la formule 26, le paramètre τ est choisi de telle sorte que le spectre de l'impulsion soit centré autour de 500 MHz.

$$V_g(t) = K(t-T)e^{-\left(\frac{t-T}{2\tau}\right)^2} \quad (26)$$

avec $T = 3\text{ns}$, $\tau = 0.20\text{ns}$

3.2.2.3.1 Impulsions rayonnées

Les figures ci-dessous montrent la comparaison entre les simulations électromagnétiques et mesures temporelles des impulsions rayonnées par l'antenne test. Ces impulsions sont déterminées dans le plan H de l'antenne ($\theta = \pi/2$) et pour différentes valeurs de φ : (a), $\varphi = 0$, (b) $\varphi = \pi/2$. L'impulsion rayonnée par l'antenne est déterminée par rapport au champ électrique rayonné tout en éliminant bien sûr l'effet de l'atténuation et du retard dû à la propagation.



(a) $\varphi = 0$

(b) $\varphi = \pi/2$

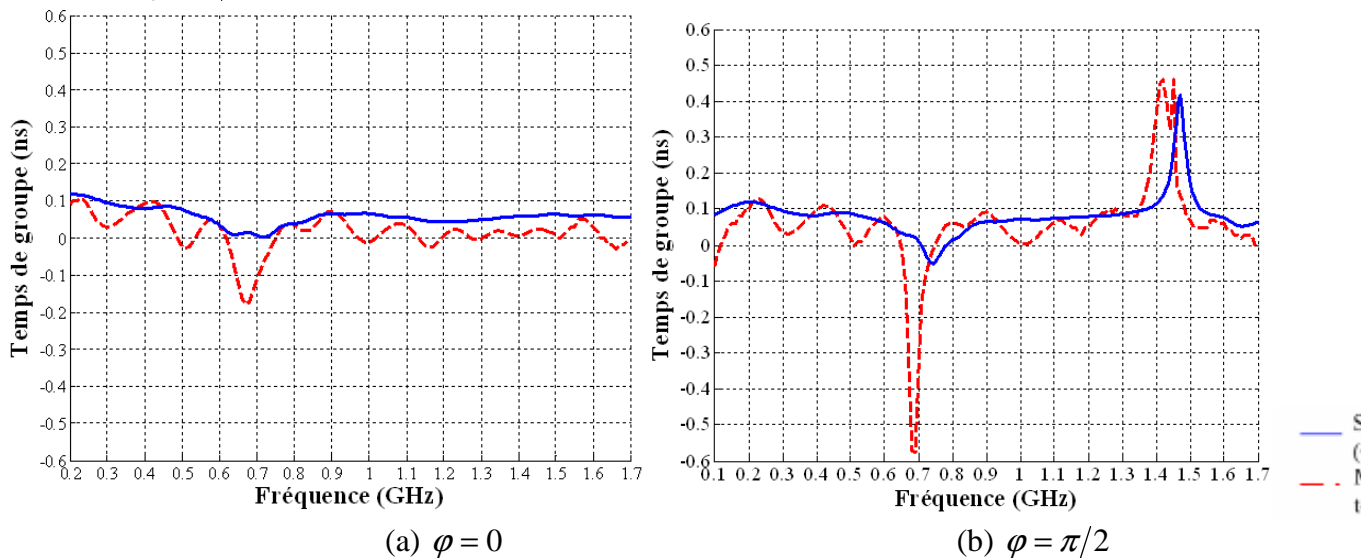
Figure III. 33: Impulsions rayonnées dans le plan H (bleue: simulation CST, rouge: Mesures temporelles).

Les différences observées ont plusieurs origines. Premièrement, la chambre anéchoïde utilisée au CEA-LETI ne descend pas au dessous de 900 MHz, ce qui engendre des oscillations parasites sur les impulsions rayonnées par l'antenne sous test. Par ailleurs l'impulsion émise n'a pas la même bande passante que l'antenne sous test: cette dernière a une bande passante qui va au-delà de 1.7 GHz (0.25-2 GHz pour un $ROS < 3.5$), ce qui entraîne nécessairement un problème au niveau de l'impulsion émise pour des temps inférieurs à 7 ns.

3.2.2.3.2 Temps de groupe de la fonction de transfert de l'antenne

Les figures ci-dessous présentent la comparaison entre les simulations électromagnétiques et les mesures temporelles du temps de groupe de la phase de la fonction de transfert de l'antenne à encoches. Le temps de groupe est calculé dans le plan H de l'antenne ($\theta = \pi/2$) et pour différentes valeurs de φ :

(a) $\varphi = 0$ et (b) $\varphi = \pi/2$.



(a) $\varphi = 0$

(b) $\varphi = \pi/2$

Figure III. 34: Temps de groupe dans le plan H (bleue: simulation CST, rouge: Mesures temporelles).

On note un très bon accord entre les mesures temporelles et les simulations électromagnétiques du temps de groupe de la fonction de transfert de l'antenne. La différence est de l'ordre de 0.03 ns On

remarque par ailleurs que le temps de groupe reste relativement stable sur la bande de fonctionnement de l'antenne.

3.2.2.3.3 Descripteurs compacts:

Le tableau ci-dessous rassemble les différents descripteurs (fonction de fidélité et gain temporel) de cette antenne à encoches. Ils ont été obtenus dans le plan H ($\theta = \pi/2$) et pour un angle $\varphi = \pi/2$.

	FF_e	GTD
Simulation	75.7%	4.863
Mesures temporelles	66.6%	4.430

Tableau III. 5: Descripteurs compacts dans le plan H de l'antenne à encoches.

On note un bon accord entre les mesures temporelles et les simulations électromagnétiques des différents descripteurs compacts. La différence entre les deux données est de l'ordre 10% aussi bien pour la fonction de fidélité que pour le gain énergétique.

3.2.2.4 Eléments de conclusion

Les résultats temporels et fréquentiels de l'antenne qui a été considérée comme antenne de test montre qu'il y a assez bon accord entre les résultats obtenus par simulations (CST Microwave Studio) et ceux obtenus à l'aide du banc impulsionnel du CEA LETI.

Cela nous permet d'étudier expérimentalement, grâce à des mesures temporelles et à des mesures fréquentielles, l'antenne Ultra Large Bande qui peut être utilisée dans la bande basse du spectre (0.2-2 GHz), à savoir l'antenne filaire repliée et ses optimisations par brins épais et par l'ajout de tronçons de lignes.

4 Résultats expérimentaux: Caractérisation fréquentielle des antennes étudiées

Nous allons d'abord caractériser à l'aide de descripteurs conventionnels (adaptation et diagramme de rayonnement) 4 antennes pouvant être utilisées dans la partie 0.2-2 GHz du spectre de l'ULB: monopole filaire replié de dimension maximale de 90 mm et sa version dipolaire dans la bande 0.5-2 GHz, puis deux antennes optimisées dans la bande 0.2-2 GHz: monopole filaire replié à brins épais et le monopole filaire replié optimisé à l'aide de tronçons de lignes.

4.1 Antenne filaire repliée: Version monopole et dipôle

Pour alléger les résultats sur l'antenne filaire repliée, nous présenterons uniquement les caractéristiques de rayonnement de la version dipôle de l'antenne filaire repliée.

4.1.1 Adaptation de la version monopole de l'antenne filaire repliée

Les dimensions géométriques de cette antenne sont les mêmes que celles que l'on a utilisées pour la modélisation analytique et pour son étude temporelle: L=90 mm, W=24 mm, h=11 mm, a= 1 mm, alimentation centrée et plan de masse de dimension 1m× 1m.

L'accord entre simulations et mesures est très satisfaisant (cf figure III.35) et cette antenne couvre une bande passante allant de 0.45 GHz à 1.65 GHz pour un $|S_{11}| < -5dB$, soit 139.6 %. La différence entre mesures et simulations peut être due à la non prise en compte du connecteur et de la longueur du câble lors des simulations.

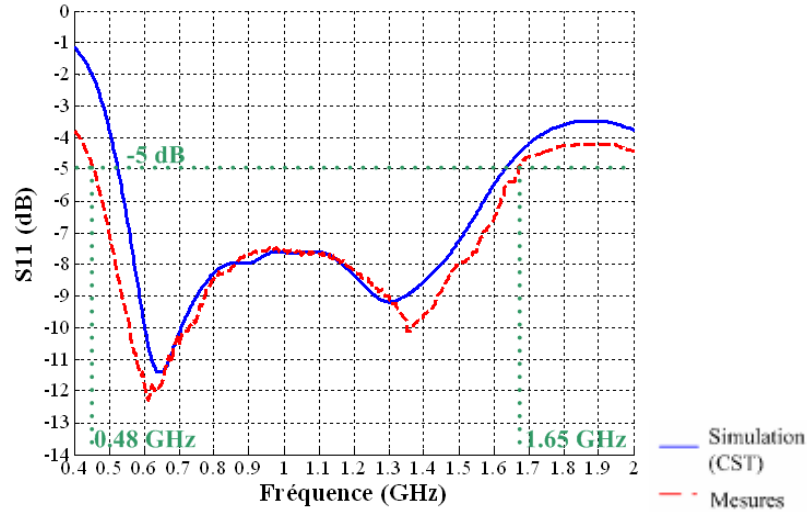


Figure III. 35: Adaptation du monopole filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures).

4.1.2 Adaptation de la version dipôle de l'antenne filaire repliée

La version dipôle de l'antenne a été aussi mesurée car elle permet de s'affranchir du problème des réflexions dues aux dimensions du plan de masse.

Les dimensions géométriques du dipôle sont les même que pour l'antenne précédente. L'alimentation a été décalée pour maximiser la bande passante: $L=90$ mm, $W=24$ mm, $h=11$ mm, $a=1$ mm et décalage de l'alimentation $d=4$ mm.

La Figure III.36 présente une comparaison de l'adaptation du dipôle obtenu par simulation et par analyseur de réseaux vectoriels.

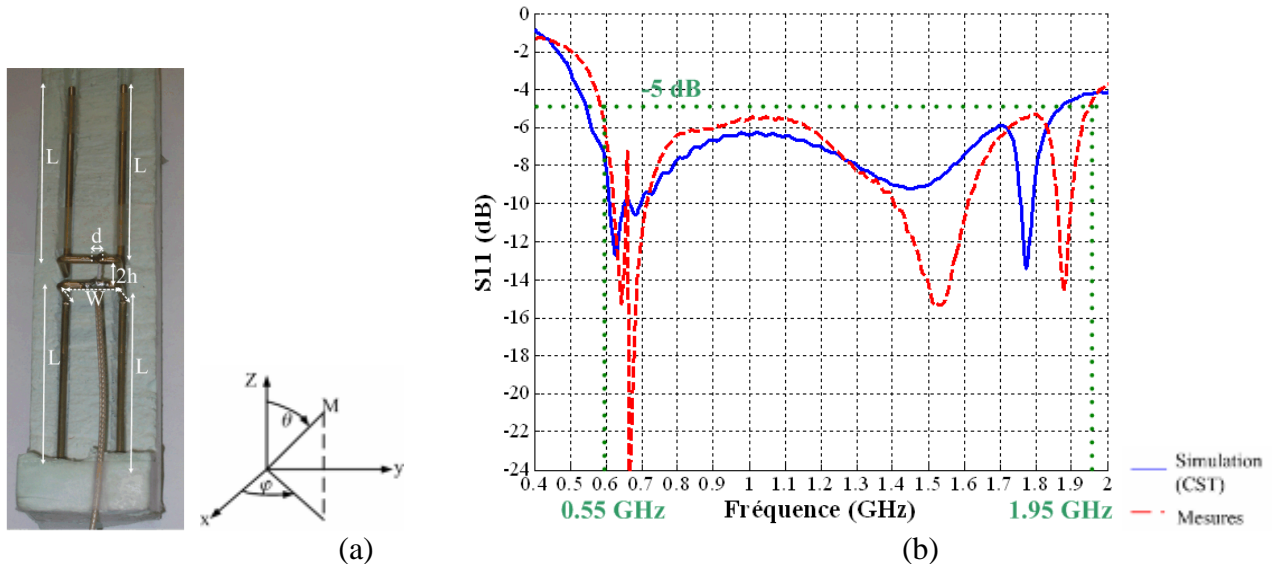


Figure III. 36: (a) Dipôle (b) Adaptation du dipôle filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures).

On note un bon accord entre la simulation et la mesure. La bande passante du prototype est toutefois plus large que celle prévue par Microwave Studio : elle est comprise entre 0.58 et 1.95 GHz pour un $|S_{11}| < -5dB$, soit 128 %. Cependant, un problème non négligeable qui intervient dans ce genre de structure est le problème de la longueur du câble coaxial non pris en compte dans les simulations. Si

dans le cas du monopole, la longueur du câble n'intervient pas dans la détermination du module du coefficient de réflexion, dans le cas dipolaire par contre, il intervient de façon importante. Ce problème sera décisif lors du choix final.

4.1.3 Caractéristiques de rayonnement du dipôle

Cette antenne a été caractérisée à l'aide d'un banc impulsional (celui du CEA-LETI, antenne de référence Vivaldi) mais aussi à l'aide d'un banc de mesure fréquentiel (deux types d'antennes de référence et analyseur de réseaux vectoriels). Comme précédemment, les diagrammes de rayonnement ont été calculés en termes de gain sans tenir compte des termes de désadaptation.

4.1.3.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Les mesures fréquentielles et temporelles sont en excellent accord avec les simulations (cf figures III.37)

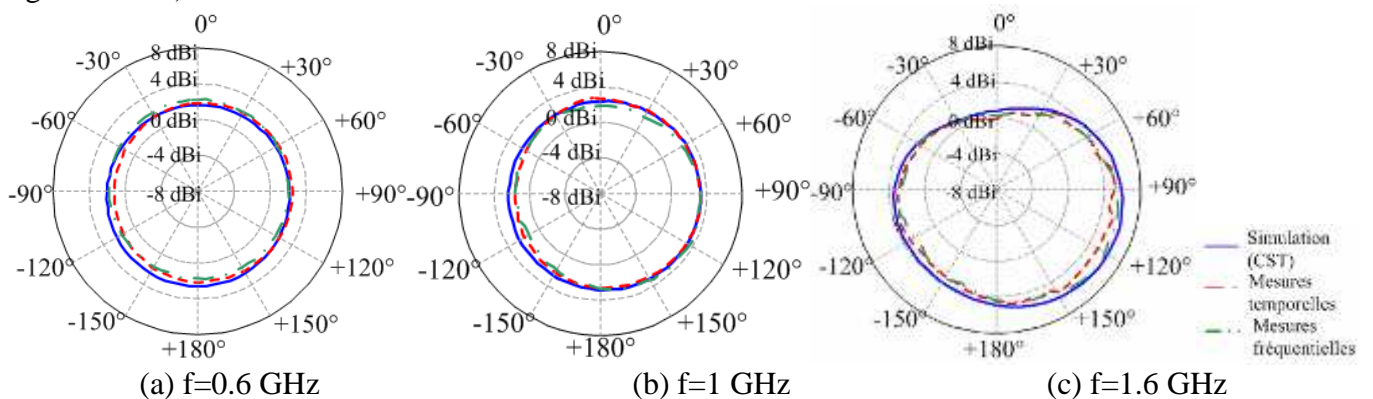


Figure III. 37: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du dipôle filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

La différence est inférieure à 0.3 dB aux basses fréquences ; elle atteint 0.5 dB en hautes fréquences. Par ailleurs, on observe que le diagramme de rayonnement reste omnidirectionnel sur une grande partie de la bande même si, en hautes fréquences, le diagramme n'est plus tout à fait omnidirectionnel du fait du décalage de l'alimentation.

4.1.3.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Ci-dessous est représentée une comparaison entre simulations et mesures (temporelles et fréquentielles) des diagrammes de rayonnement dans le plan E du dipôle filaire replié pour différentes valeurs de fréquences: 0.6 GHz, 1 GHz et 1.6 GHz.

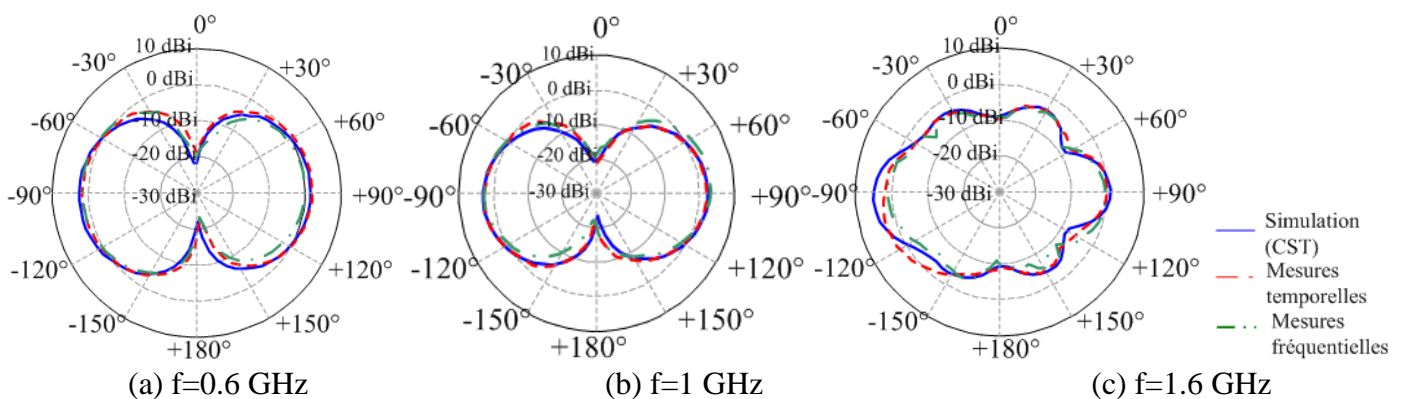


Figure III. 38: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du dipôle filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

Les mesures fréquentielles et temporelles sont en bon accord avec les simulations. La différence en basses fréquences est de 0.2 dB à 0.3 dB, elle atteint 0.5 dB en hautes fréquences. Par ailleurs, on observe bien un diagramme de forme dipolaire en basses fréquences alors qu'en hautes fréquences, le diagramme de l'antenne a tendance à se déformer à cause du décalage de l'alimentation.

4.2 Antennes Ultra Large bande: antennes de longueur de 200 mm

Les deux types d'antennes que l'on a détaillées lors de la partie sur l'optimisation du monopole filaire replié pour les basses fréquences, ont été fabriquées et caractérisées: antenne optimisée à l'aide des tronçons de lignes et antenne optimisée par épaississement des brins rayonnants.

Les diagrammes de rayonnement de ces deux antennes ont été mesurés à l'aide du banc impulsif du CEA-LETI. Ces diagrammes sont présentés dans deux plans de coupes particuliers: plan E ($\varphi = 0$) et l'autre dans le plan horizontal: plan H ($\theta = \pi/2$) où l'antenne est orienté de 75° par rapport à l'horizontal.

4.2.1 Antenne filaire repliée à brins épais

4.2.1.1 Adaptation

La Figure III.39 présente l'adaptation du monopole filaire replié à brins épais simulée sous CST et mesurée à l'aide d'un analyseur de réseaux vectoriels. On rappelle que les dimensions de cette antenne sont les suivantes:

- $L=200\text{mm}$, $W=32\text{mm}$, $h=14\text{mm}$ et $d=0\text{ mm}$
- $a_{TL}=2\text{mm}$ (rayon de la ligne bifilaire),
- $a_R=5\text{mm}$ (rayon des brins rayonnants)
- Dimensions du plan de masse : $0.5\text{m} \times 0.5\text{m}$

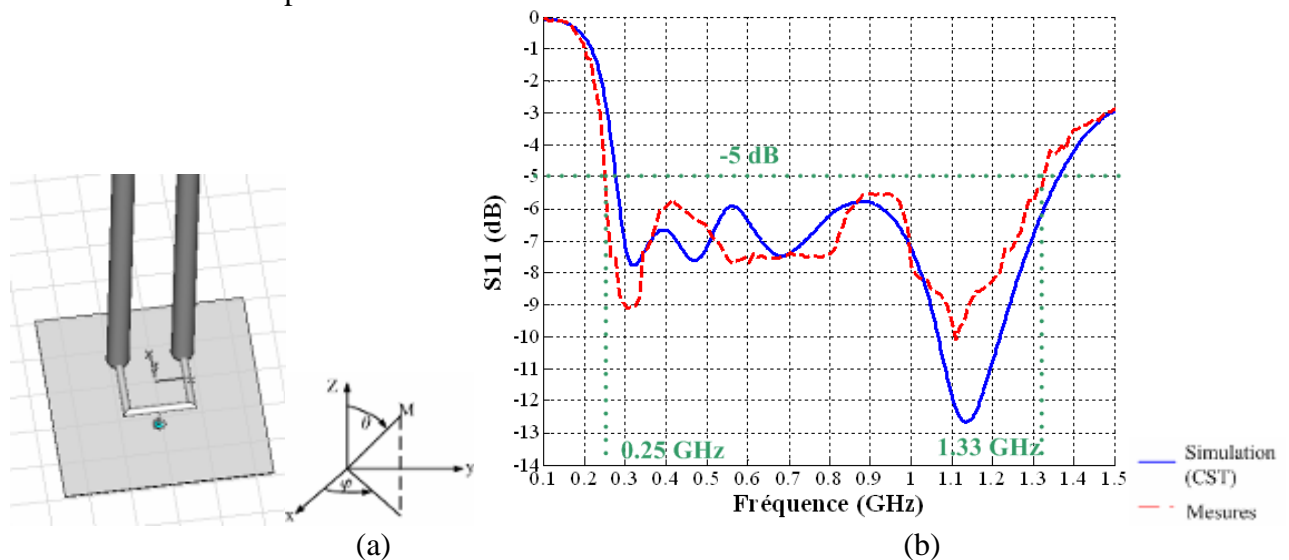


Figure III. 39: (a) Figure de l'antenne (b) Adaptation du monopole filaire replié à brins épais (bleu: simulations, rouge: mesures).

On note une bonne concordance entre la simulation et la mesure. La bande passante du prototype est comprise entre 0.25 GHz et 1.35 GHz pour un $|S_{11}| < -5\text{dB}$, soit 196.7 %. La sensibilité aux paramètres géométriques de l'antenne (paramètre h et W , essentiellement) peut entraîner une variation de la bande passante de l'antenne.

4.2.1.2 Diagrammes de rayonnement

4.2.1.2.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Les figures III.40 présentent les résultats de simulations et les mesures temporelles des diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié à brins épais pour différentes valeurs de fréquences: 0.25 GHz, 0.7 GHz et 1.3 GHz.

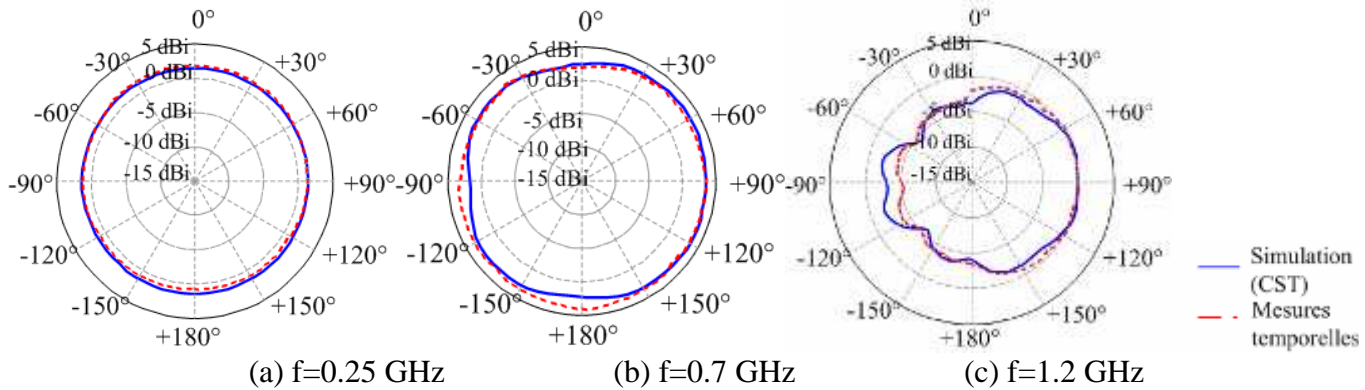


Figure III. 40: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié à brins épais (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles)

Les mesures temporelles diffèrent peu des simulations (différence de 0.6 dB entre les deux jeux de données). On remarque qu'en hautes fréquences, le diagramme de rayonnement de l'antenne n'est plus omnidirectionnel, ce qui va entraîner une diminution de la fonction de fidélité par rapport au monopole de 90 mm de hauteur.

4.2.1.2.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Les figures ci-dessous montrent les résultats obtenus par simulations et les mesures temporelles des diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié à brins épais pour différentes valeurs de fréquences: 0.25 GHz, 0.7 GHz et 1.2 GHz. Seule la partie supérieure du plan a été représentée (rayonnement au dessus du plan de masse).

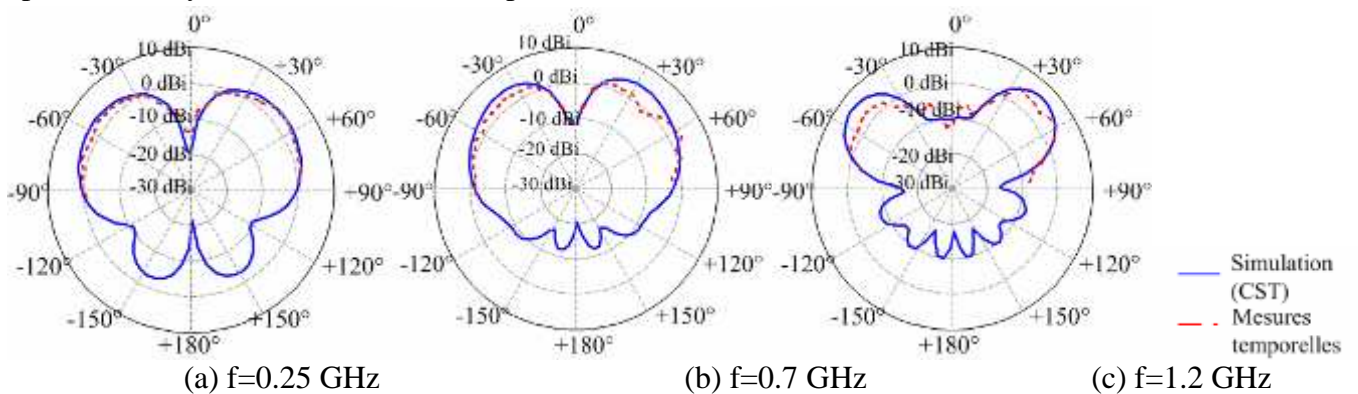


Figure III. 41: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié à brins épais (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

On note une assez bonne correspondance entre simulations et mesures temporelles.

4.2.2 Antenne filaire repliée optimisée à l'aide de tronçons de lignes

La seconde antenne dans cette bande de fréquences a été optimisée grâce à l'utilisation de tronçons de lignes: On rappelle les dimensions du système :

- ❖ Antenne : $L=200$ mm, $W=40$ mm, $h=14$ mm, $a=1$ mm et alimentation centrée, plan de masse carré de dimension $0.5 \text{ m} \times 0.5 \text{ m}$
- ❖ Tronçons de lignes: Pour $f_1 = 0.598$ GHz:

- Premier tronçon de lignes : $d_1=3\text{mm}$, $L_1=40\text{mm}$,
- Second tronçon de lignes: $d_{11}=30\text{ mm}$, $L_{11}=8\text{mm}$
- ❖ Tronçons de lignes Pour $f_2= 0.8\text{GHz}$
 - Premier tronçon de lignes : $d_2=7\text{mm}$, $L_2=10\text{mm}$
 - Second tronçon de lignes : $d_{21}=40\text{mm}$, $L_{21}=18\text{mm}$

4.2.2.1 Adaptation

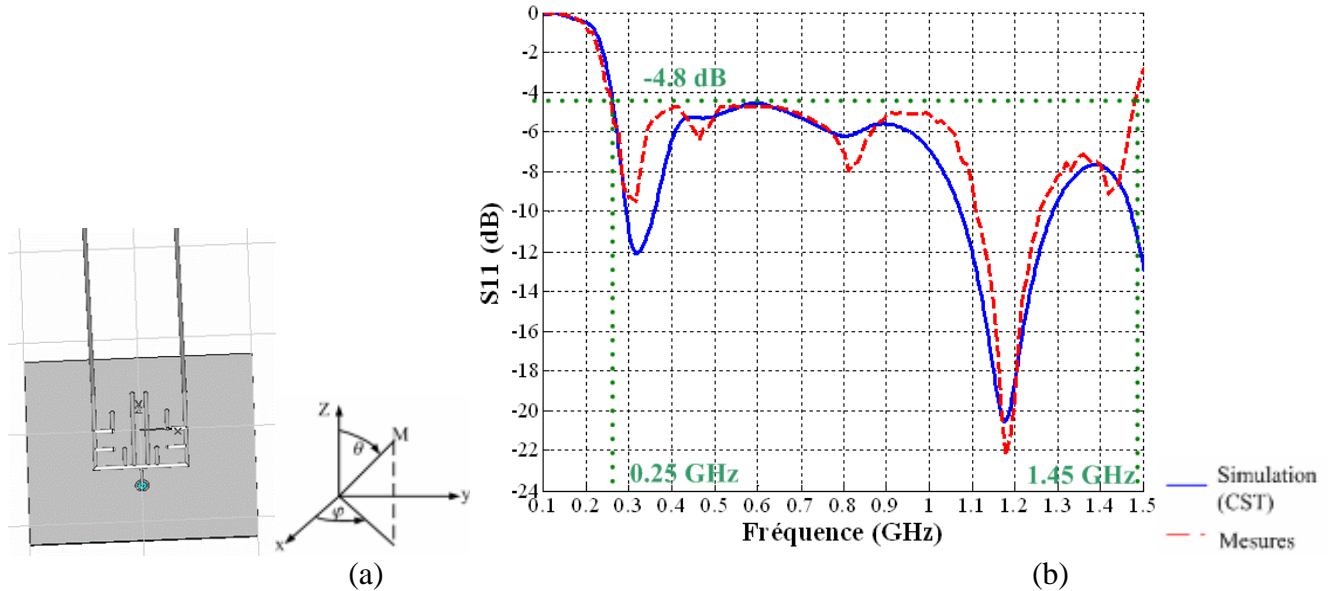


Figure III. 42: (a) Figure de l'antenne (b) Adaptation du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes (bleu: simulations, rouge: mesures).

On note une bonne concordance entre la simulation et la mesure (cf figure III.45). La bande passante du prototype est comprise entre 0.25 GHz et 1.48 GHz pour un $|S_{11}| < -4.8\text{dB}$, soit 202.3 %. La sensibilité aux paramètres géométriques peut poser problème pour son adaptation: En effet si l'une des dimensions W ou h varie légèrement, alors les fréquences des tronçons de lignes vont varier ce qui entraîne une modification de la bande passante de l'antenne.

4.2.2.2 Caractéristiques de rayonnement

4.2.2.2.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Les figures III.43 présentent une comparaison entre simulations et mesures temporelles des diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié optimisé à l'aide de tronçons de lignes pour différentes valeurs de fréquences: 0.25 GHz, 0.7 GHz et 1.3 GHz..

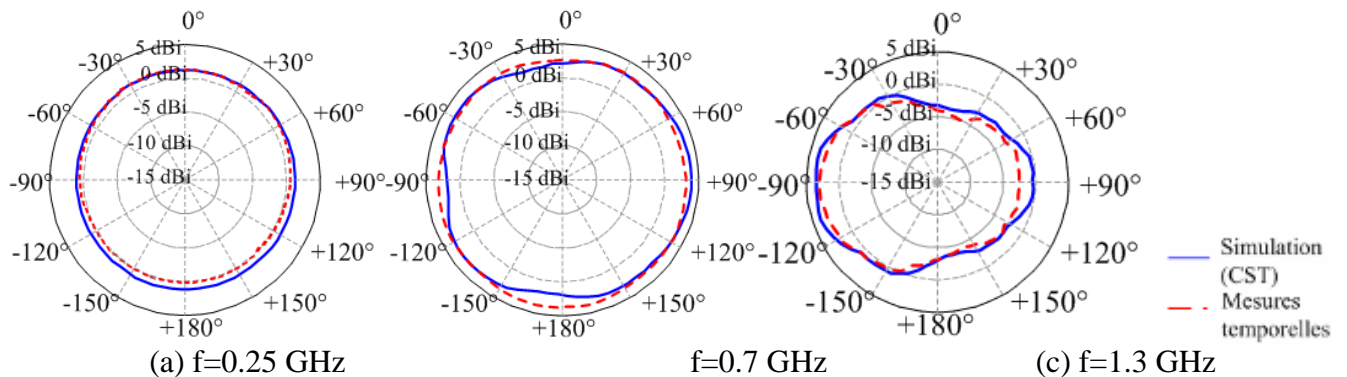


Figure III. 43: Diagrammes de rayonnement dans le plan H du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

Les mesures temporelles restent proches des résultats obtenus par simulations (différence de 0.7 dB entre les deux données). Comme pour l'antenne à brins épais, on remarque qu'en hautes fréquences, le diagramme de rayonnement de l'antenne n'est plus omnidirectionnel.

4.2.2.2.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Les figures III.44 présentent une comparaison entre simulations et mesures temporelles des diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié optimisé à l'aide de tronçons de lignes pour différentes valeurs de fréquences: 0.25 GHz, 0.7 GHz et 1.3 GHz. Seule la partie supérieure du plan a été représentée (rayonnement au dessus du plan de masse).

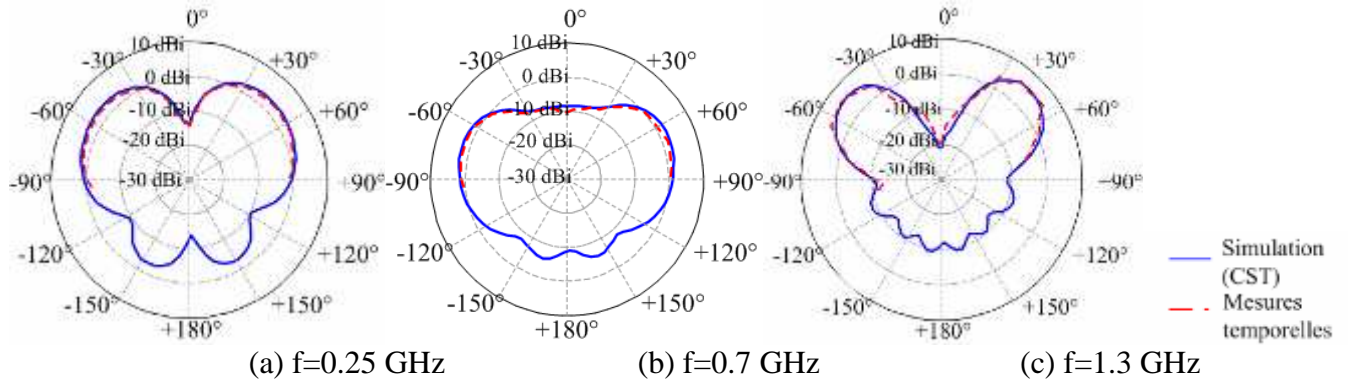


Figure III. 44: Diagrammes de rayonnement dans le plan E du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

On note une bonne correspondance entre simulations et mesures temporelles.

4.3 Eléments de conclusion

Dans ce chapitre, nous avons caractérisé d'un point de vue classique (diagramme de rayonnement et adaptation) 4 types d'antennes: deux pouvant être utilisées dans la bande de fréquences 0.5-2 GHz et deux autres dans la bande 0.2-1.5 GHz. Dans tous les cas, les résultats de simulation sont en bon accord avec les mesures, les différences sont au maximum de 0.7 dB.

La forme dipôle de l'antenne filaire repliée présente un inconvénient majeur: c'est une structure non équilibrée et la longueur du câble coaxial a une influence non négligeable sur l'adaptation de l'antenne. Il est donc préférable d'opter pour une structure de type monopole pour que la connectique n'ait pas d'impact sur les caractéristiques des antennes.

5 Résultats expérimentaux: Caractérisation temporelle des antennes étudiées

Après une rapide étude des caractéristiques fréquentielles de nos 4 antennes, nous allons, dans ce dernier paragraphe, nous intéresser à leurs caractéristiques temporelles. Dans ce qui suit, l'impulsion émise est la première dérivée de la Gaussienne, avec comme paramètre caractéristique $\tau = 0.1125$ ns pour les antennes qui sont adaptées à partir de 500 MHz et 0.20 ns pour les autres antennes qui sont adaptées à partir de 250 MHz.

5.1 Etude de la phase de la fonction de transfert

5.1.1 Phase du monopole et du dipôle filaire replié

Ci-dessous est présentée une comparaison des temps de groupe de la fonction de transfert du dipôle filaire replié obtenus par simulation et mesurés (temporelles et fréquentielles). Cette comparaison est faite dans les deux plans de coupe (plan H et plan E)

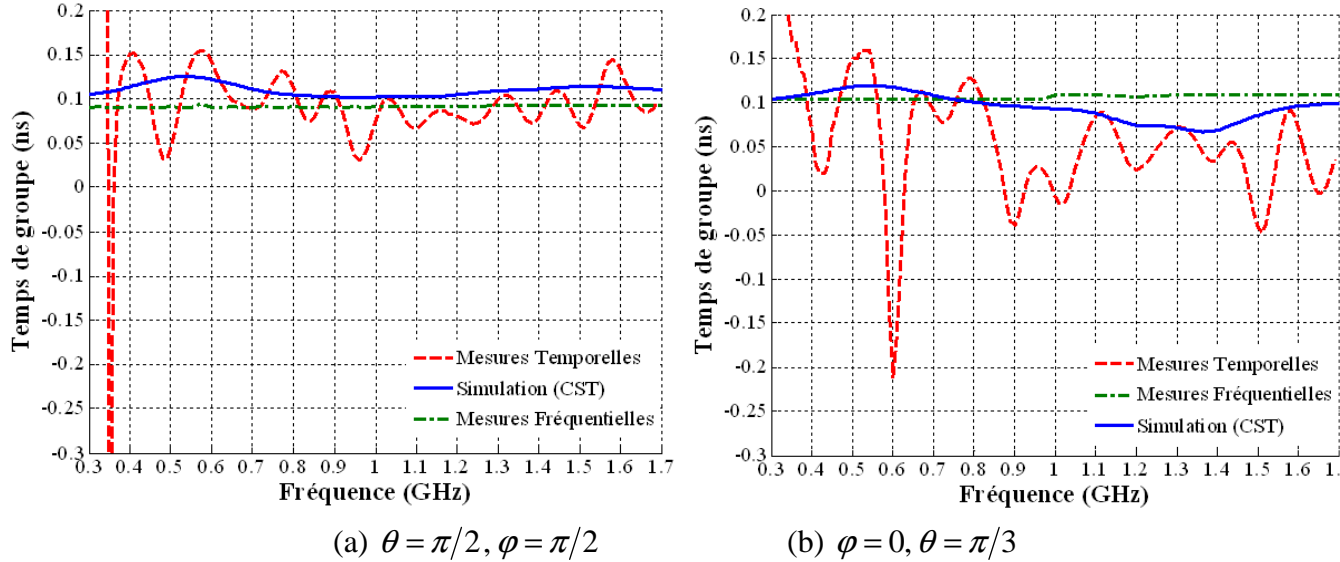


Figure III. 45: Temps de groupe du dipôle filaire replié: (a) plan H (b) plan E.

On constate que les mesures temporelles et fréquentielles restent en accord avec les résultats des simulations, les mesures temporelles étant beaucoup plus bruitées que les mesures fréquentielles. Ce bruitage sur les mesures temporelles est principalement dû aux amplificateurs faibles bruits et de puissance. Par ailleurs, on observe aussi que le temps de groupe de la fonction de transfert du dipôle reste stable, ce qui est nécessaire si on veut l'utiliser en impulsionnel, comme on l'a vu au tout début de ce chapitre.

Deux exemples de détermination de la moyenne et de l'écart type du temps de groupe de la fonction de transfert du monopole filaire replié d'une part et du dipôle d'autre part sont illustrés par les figures III.46 et III.47 respectivement. Pour des raisons de simplicité, on a représenté uniquement les résultats dans le plan H.

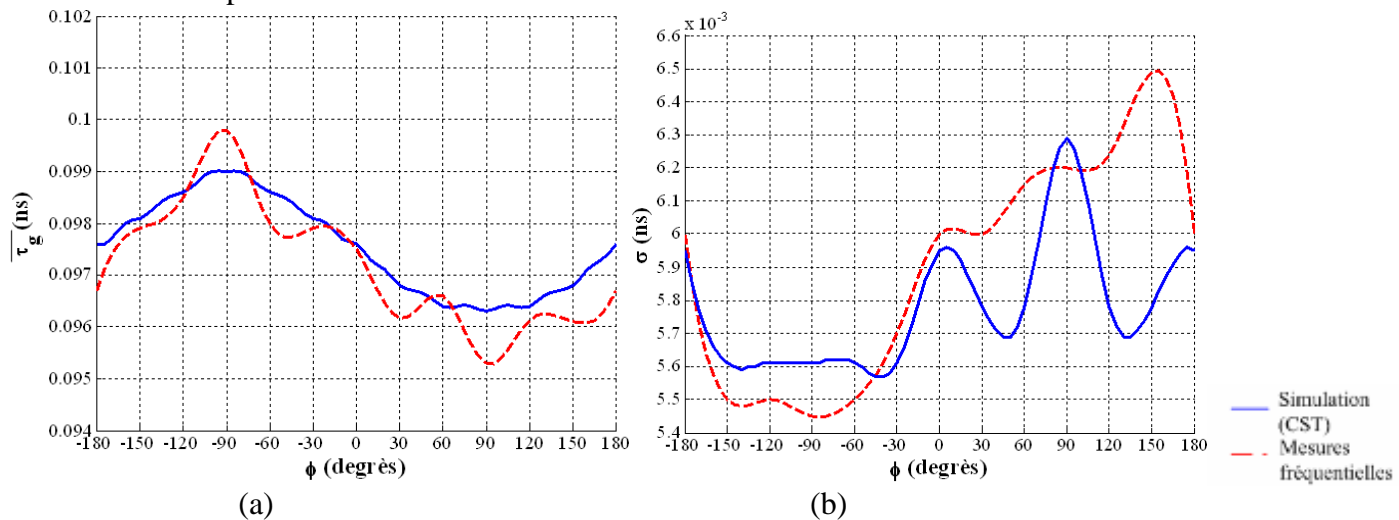


figure III. 46. (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) écart-type du temps de groupe dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures fréquentielles).

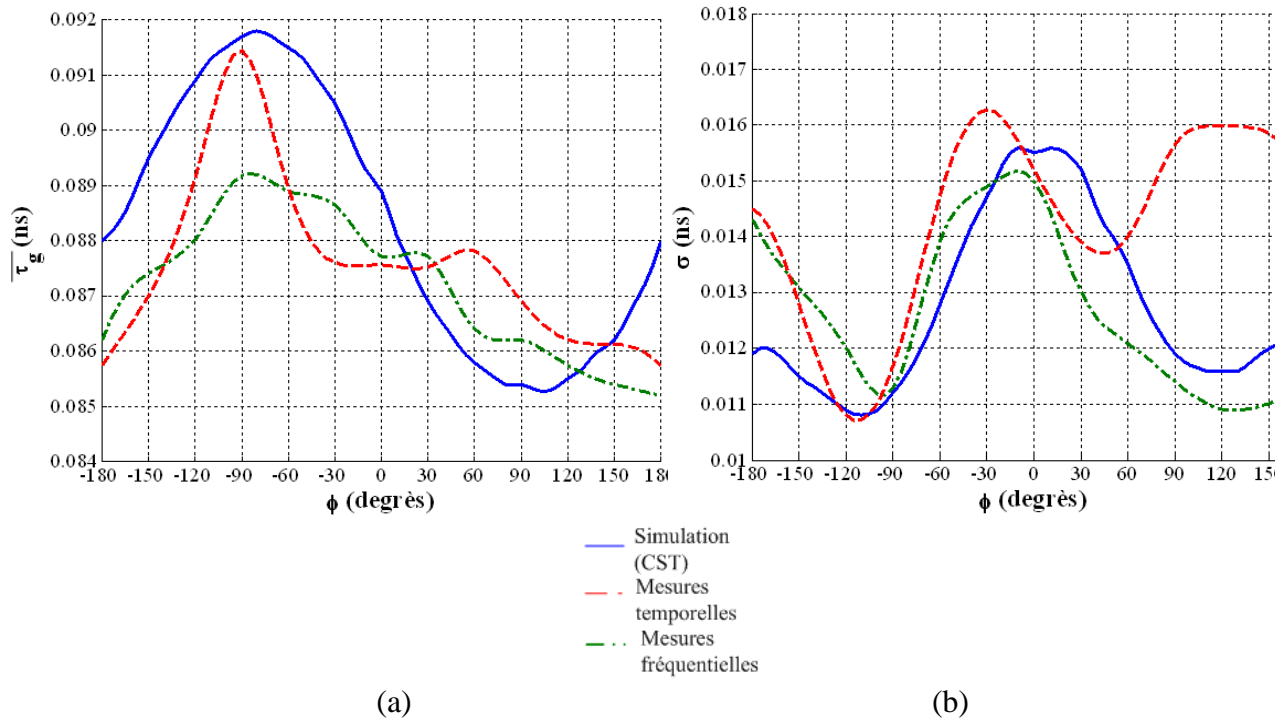


Figure III. 47: (a) Moyenne du temps de groupe dans le plan H (b) Ecart-type du temps de groupe dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

On a une assez bonne correspondance entre mesures et simulations pour les deux antennes aussi bien pour la détermination de la moyenne que de l'écart type du temps de groupe. Alors que la moyenne du temps de groupe est sensiblement identique pour les deux configurations de l'antenne (monopole et dipôle), l'écart type est deux fois plus important pour le dipôle que pour le monopole.

5.1.2 Phase du monopole filaire replié à brins épais

La figure III.48 présente une comparaison du temps de groupe de la fonction de transfert monopole filaire replié à brins épais simulé et mesuré. Cette comparaison est présentée dans les deux plans de coupe (plan H et plan E).

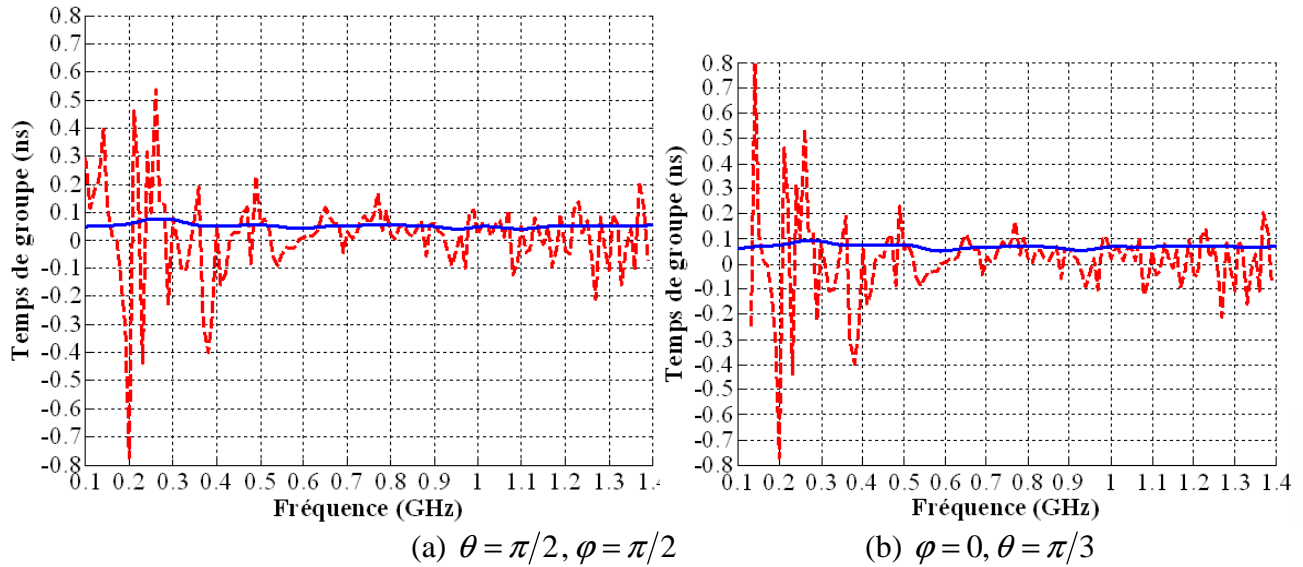


Figure III. 48: Temps de groupe du monopole à brins épais (a) plan H (b) plan E

Aussi bien dans le plan H que dans le plan E, les mesures temporelles du monopole à brins épais correspondent bien en moyenne aux simulations, mais comme on l'a vu pour les mesures temporelles du dipôle filaire replié, les mesures temporelles restent très bruitées.

5.1.3 Phase du monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes

La figure III.49 présente les temps de groupe mesurés et calculés de la fonction de transfert monopole filaire optimisé à l'aide de tronçons de lignes. Les résultats sont présentés dans les plans H et E.

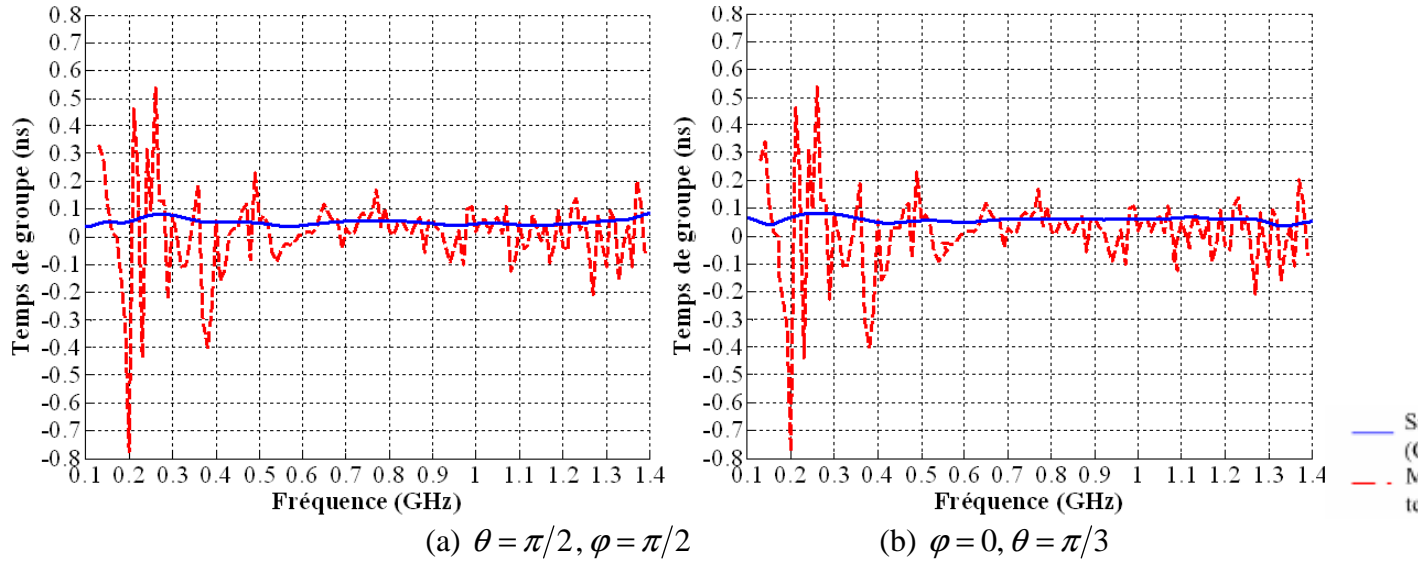


Figure III. 49: Temps de groupe du monopole optimisé avec des tronçons de lignes (a) plan H (b) plan E

Comme précédemment, pour les deux plans de coupes, les mesures temporelles du monopole optimisé à l'aide de tronçons de lignes coïncident bien en moyenne avec les résultats de simulations. Par ailleurs, si on compare les figures III.48(a) et III.49(a), les deux figures sont quasiment identiques.

5.2 Impulsions rayonnées dans différentes directions

L'impulsion émise pour étudier ces antennes est la première dérivée de la Gaussienne de paramètre caractéristique $\tau = 0.1125$ ns pour le monopole ou dipôle de longueur de brins rayonnants 90 mm et $\tau = 0.20$ ns pour les deux autres antennes optimisées par tronçons de lignes et par épaissement des brins rayonnants. L'impulsion rayonnée par l'antenne est déterminée par le champ électrique rayonné débarrassé de l'atténuation et du retard dus à la propagation ($V_{ray} = rE_{ray}(t + rt)$). L'unité de cette impulsion est bien entendue le V

5.2.1 Monopole filaire replié

5.2.1.1 Comparaison entre simulation et mesures fréquentielles

La figure ci-dessous illustre une comparaison entre les impulsions rayonnées par le monopole filaire replié dans le plan H, puis dans le plan E obtenues par simulations et par mesures fréquentielles.

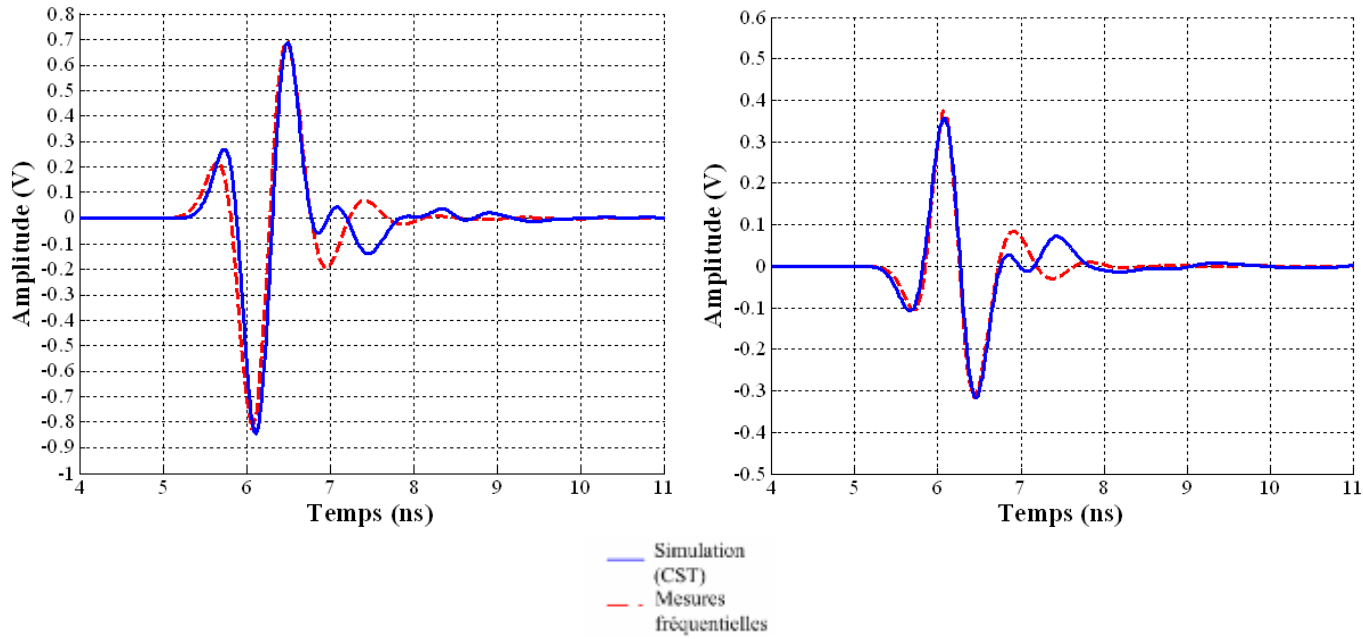


Figure III. 50: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié (bleu: simulation, rouge: mesures fréquentielles).

On observe une excellente correspondance entre mesure fréquentielles et simulations malgré l'utilisation d'une antenne de référence (bilog) dispersive. Nous avons pris en compte la variation du centre de phase de l'antenne de référence (une bilog) lors de la détermination des impulsions rayonnées pour les mesures fréquentielle: L'antenne bilog a été simulée sous CST Microwave Studio, puis on a déterminé la position du centre de phase pour chaque pas de fréquences. Enfin, la distance entre les centres de phases des deux antennes a été ainsi calculée pour chaque pas de fréquences.

Voyons maintenant en détail les caractéristiques de ces impulsions dans le plan azimut (figure III.51) puis dans le plan élévation (figure III.52):

5.2.1.2 Plan H ($\theta = \pi/2$)

La figure III.51 montre l'évolution des impulsions rayonnées par le monopole filaire replié dans le plan azimut. Comme on pouvait s'y attendre, la forme de l'impulsion ne dépend quasiment pas de l'angle ϕ , ce qui démontre un comportement peu dispersif: peu d'oscillations parasites.

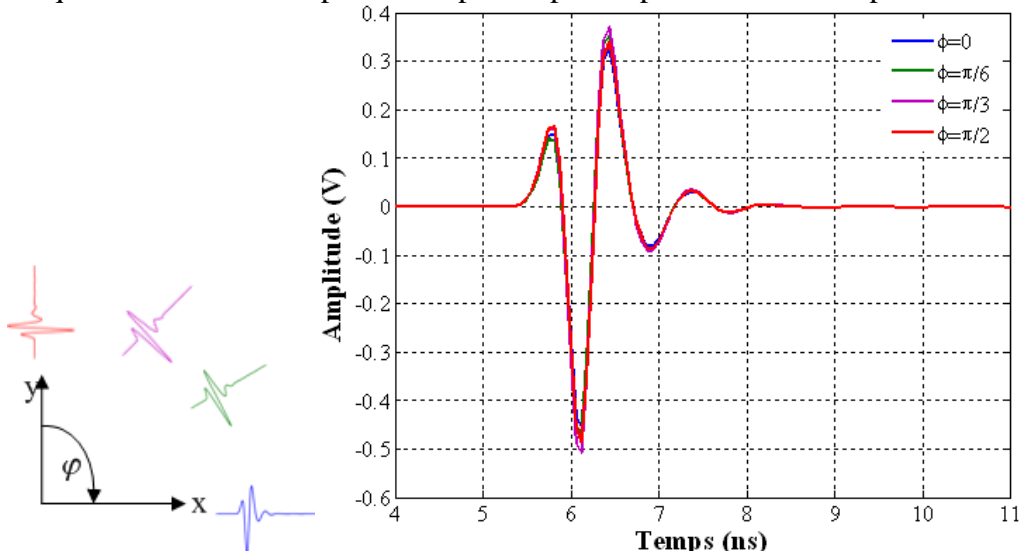


Figure III. 51: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié dans le plan H.

5.2.1.3 Plan E ($\varphi = 0$)

Dans ce plan, on observe très peu d'oscillations parasites, mais les impulsions dépendent fortement de l'angle θ , ce qui va entraîner un diagramme de fonction de fidélité non uniforme.

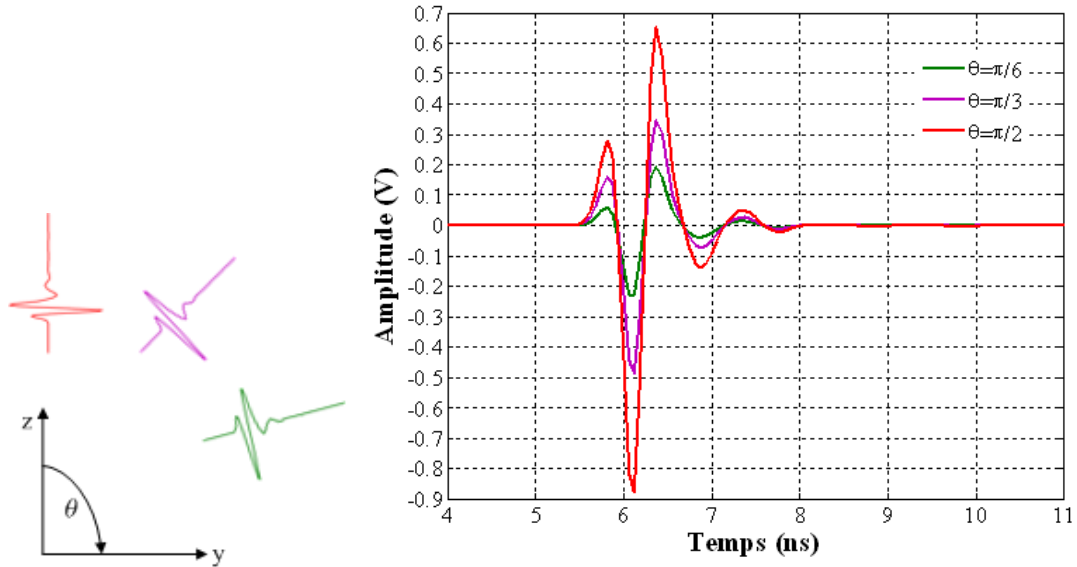
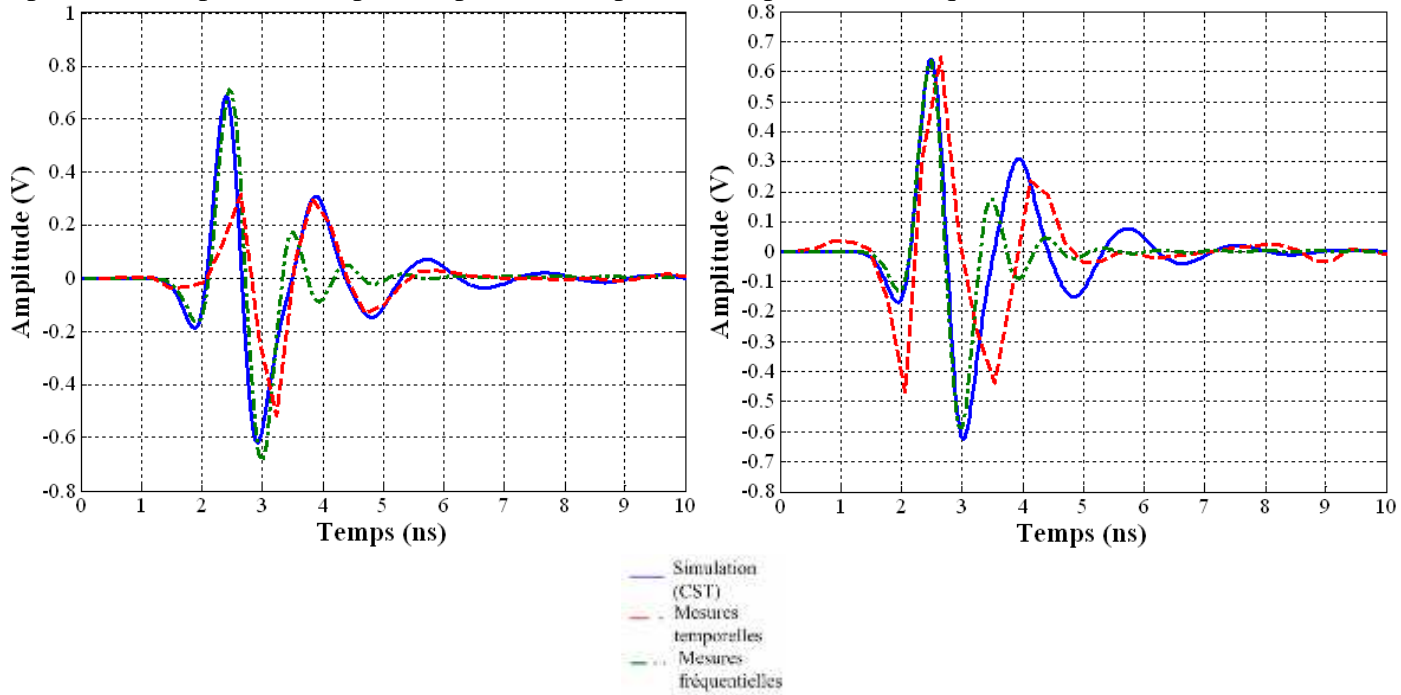


Figure III. 52: Impulsions rayonnées du monopole filaire replié dans le plan E.

5.2.2 Dipôle filaire replié

5.2.2.1 Comparaison simulation et mesures

La figure III.53 montre une comparaison simulation – mesure des impulsions rayonnées par le dipôle filaire replié dans le plan H, puis dans le plan E (temporelles et fréquentielles).



(a) plan H: $\theta = \pi/2, \varphi = \pi/3$

(b) plan E $\varphi = 0, \theta = \pi/2$

Figure III. 53: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

Comme précédemment, on observe une excellente ressemblance entre mesures fréquentielles et simulations malgré l'utilisation d'une antenne de référence (bilog) dispersive. Nous avons pris en compte la variation du centre de phase de l'antenne de référence (une bilog) lors de la détermination des impulsions rayonnées pour les mesures fréquentielles. Par contre concernant les mesures temporelles, la différence est plus importante, ce qui peut s'expliquer par le fait que l'impulsion qui a été utilisée n'a pas la même bande passante que l'antenne sous test: la bande passante à -5 dB de l'impulsion va de 0.1-1.7 GHz alors que la bande passante du dipôle filaire replié à -5 dB va de 0.5-2 GHz. Les données en hautes fréquences sont donc tronquées.

5.2.2.2 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Comme pour le monopole filaire replié, les impulsions rayonnées par la configuration dipolaire ne dépendent pas de l'angle ϕ (figure III.54), ce qui implique une forte valeur de fidélité et un diagramme de fidélité uniforme.

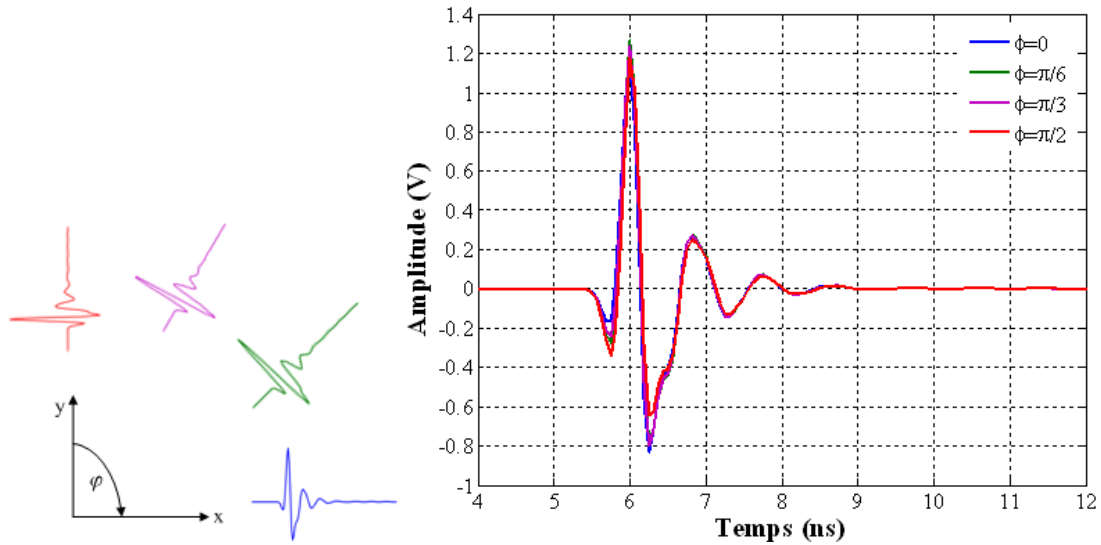


Figure III. 54: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan H.

5.2.2.3 Plan E ($\phi = 0$)

De la même façon que pour la version monopole les impulsions dépendent fortement de l'angle θ , ce qui va entraîner un diagramme de fonction de fidélité non uniforme.

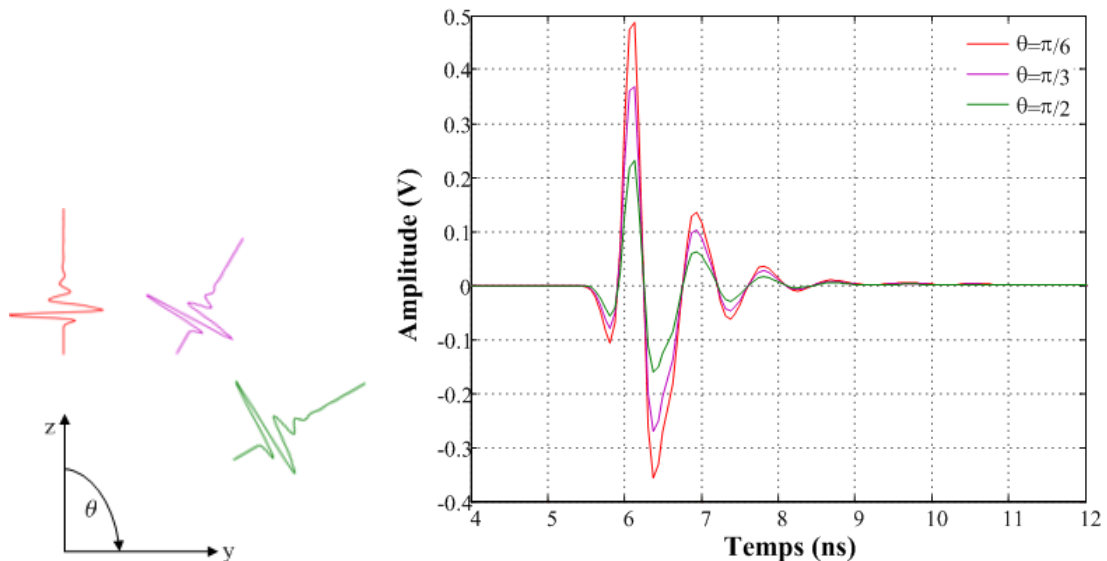
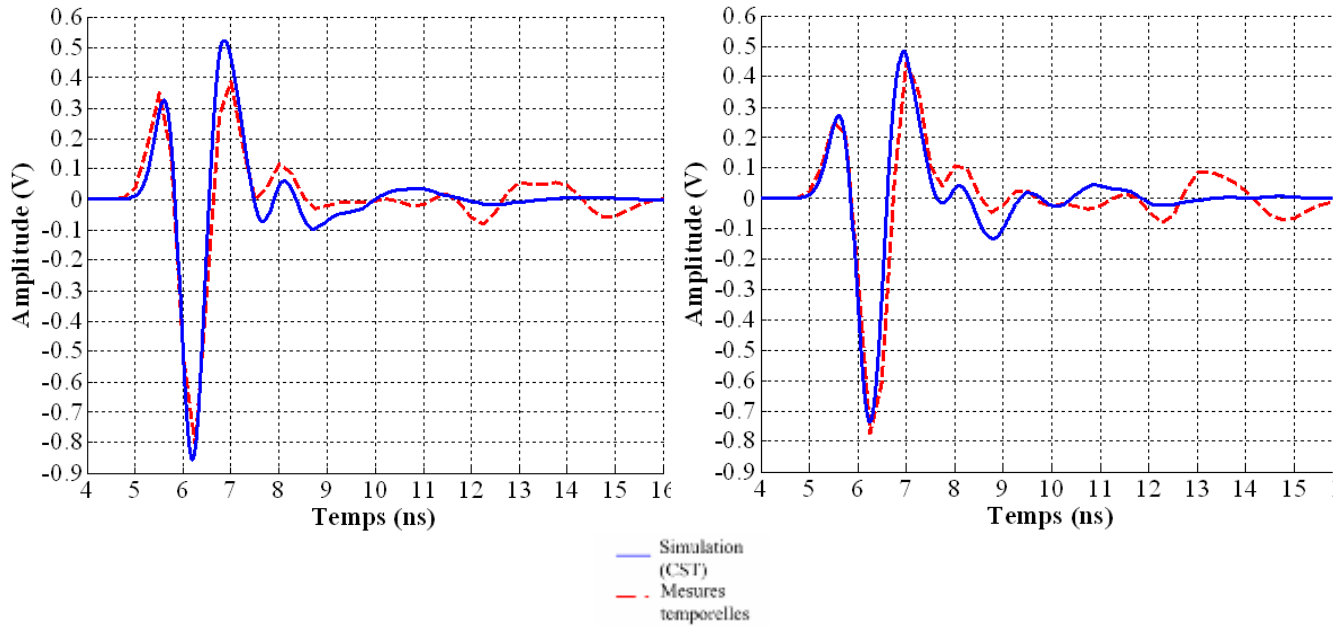


Figure III. 55: Impulsions rayonnées du dipôle filaire replié dans le plan E.

5.2.3 Monopole filaire replié à brins épais

5.2.3.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)



(a) $\varphi = \pi/3$ (b) $\varphi = \pi/2$
Figure III. 56: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan H
 (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

On observe une assez bonne ressemblance entre les impulsions mesurées et les impulsions simulées (figure III.56). Outre le fait que la chambre anéchoïde utilisée ne peut pas descendre au dessous de 800 MHz, la différence peut s'expliquer par le fait que l'impulsion qui a été émise pour mesurer cette antenne en impulsionnel n'a pas la même bande passante que l'antenne sous test: la bande passante à -5 dB de l'impulsion va de 0.1-1.7 GHz alors que la bande passante du monopole filaire à brins épais à -5 dB va de 0.25-1.5 GHz. Les données en basses fréquences sont tronquées ce qui explique ces oscillations parasites importantes.

Les impulsions rayonnées par cette antenne (antenne à brins épais) ne dépendent pas de l'angle φ (figure III.57), ce qui implique une forte valeur de fidélité et un diagramme de fidélité uniforme, mais moins forte que pour l'antenne adaptée à partir de 500 MHz.

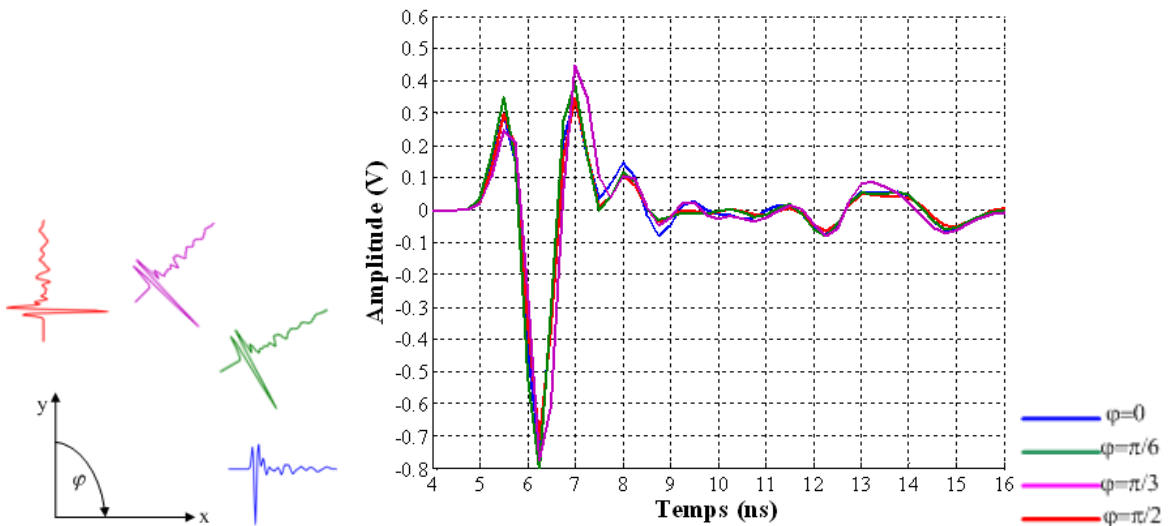


Figure III. 57: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan H.

5.2.3.2 Plan E ($\varphi = 0$)

La figure ci-dessous représente une comparaison mesure-simulation des impulsions rayonnées par le monopole filaire replié à brins épais dans le plan E.

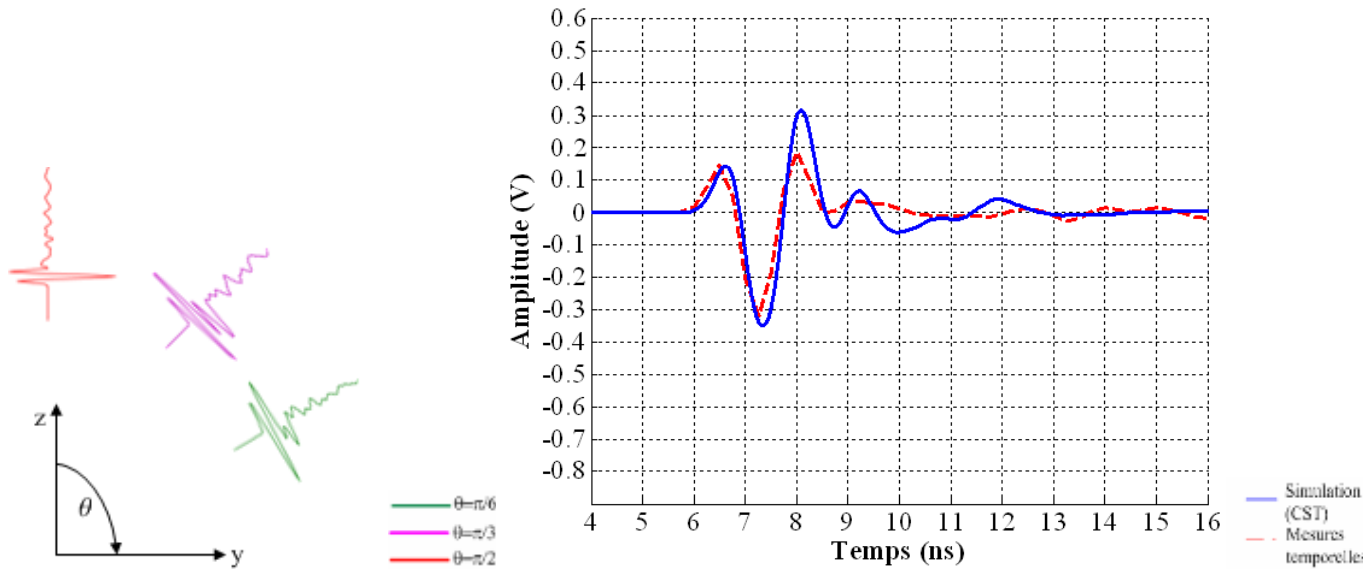


figure III. 58: Impulsions rayonnées du monopole à brins épais dans le plan E (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

On retrouve les mêmes oscillations parasites importantes dues à l'impulsion qui est émise. Le comportement de cette antenne est en revanche moins constant (étalement de l'impulsion).

5.2.4 Monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes

5.2.4.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Ci-dessous est présentée une comparaison des impulsions rayonnées par le monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H obtenus par simulations et mesurés dans le domaine temporel. (obtenus et mesurés s'accordent avec quoi ? tronçons ou impulsions ?) On observe la même différence pour les impulsions rayonnées par le monopole avec des tronçons de lignes: oscillations parasites importantes.

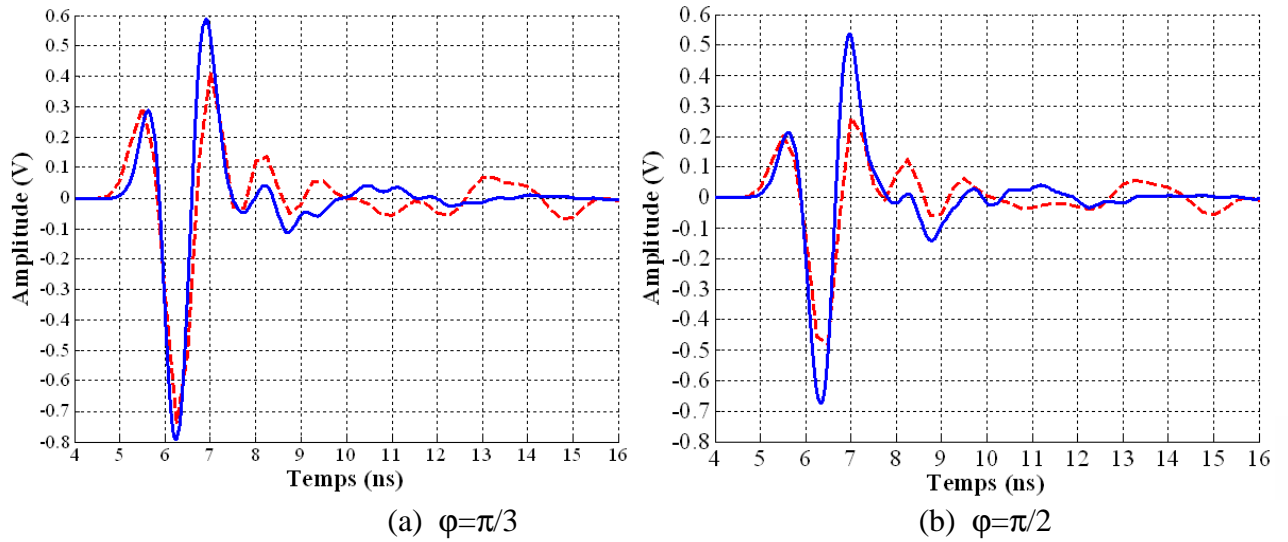


Figure III. 59 Impulsions rayonnées du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

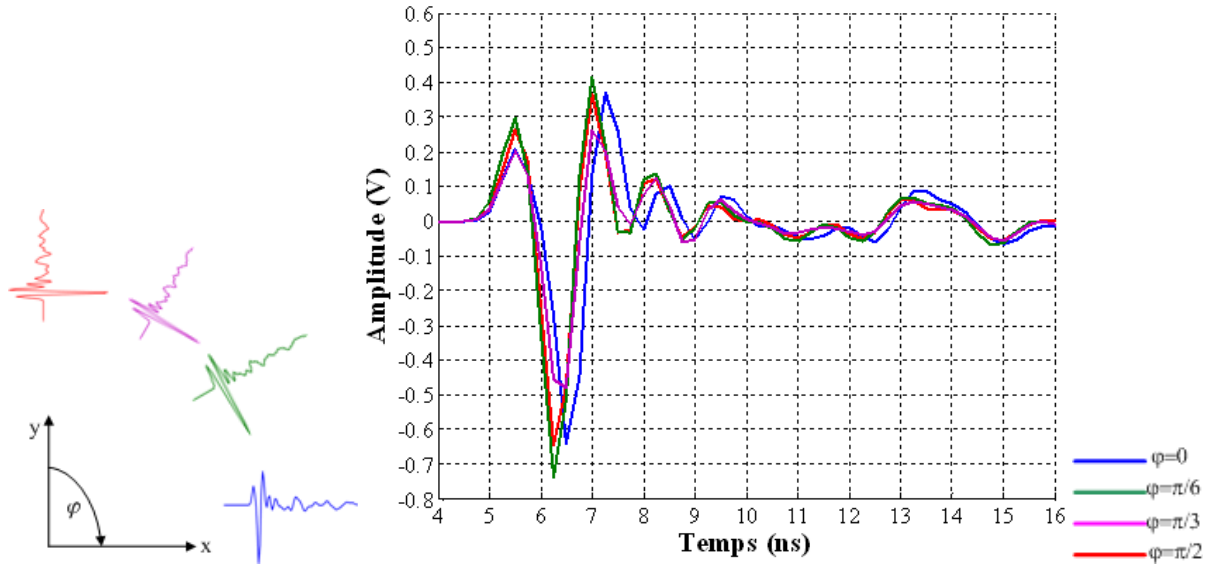
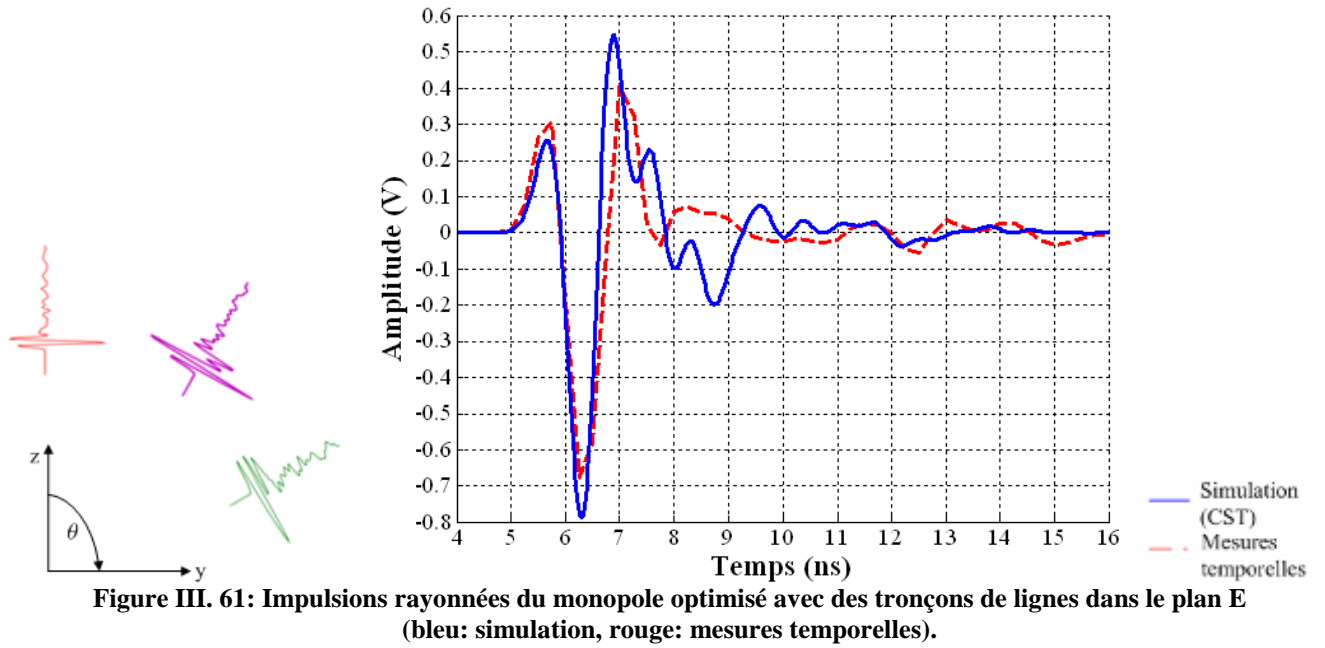


Figure III. 60: Impulsions rayonnées du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H.

Mises à part ces impulsions parasites liées aux mesures, le comportement (de ?) est relativement stable. Mais si on compare la figure III.60 avec les résultats obtenus pour le monopole filaire replié dans l'autre bande de fréquences 0.5-2 GHz (figure III.51), on remarque que cette dernière a un comportement nettement plus stable (impulsions rayonnées quasiment identiques) que cette antenne optimisée dans la bande 0.2-1.5 GHz

5.2.4.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Ci-dessous est présentée une comparaison simulation – mesure des impulsions rayonnées par le monopole filaire replié optimisé à l'aide des tronçons de lignes dans le plan E.



On retrouve les mêmes oscillations parasites importantes dues à l'impulsion qui est émise. Le comportement de cette antenne est moins constant (étalement de l'impulsion).

5.3 Descripteurs temporels

On rappelle que pour la détermination de ces descripteurs temporels pour le dipôle et le monopole, l'impulsion qui est émise est la première dérivée de la gaussienne de paramètre caractéristique τ égal à 0.1125 ns et pour les deux autres antennes, le paramètre caractéristique de l'impulsion a pour valeur 0.202 ns.

5.3.1 Monopole filaire replié

5.3.1.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

La figure III.62 montre une comparaison des différents descripteurs temporels du monopole filaire replié dans le plan H, obtenus par simulations et mesurés.

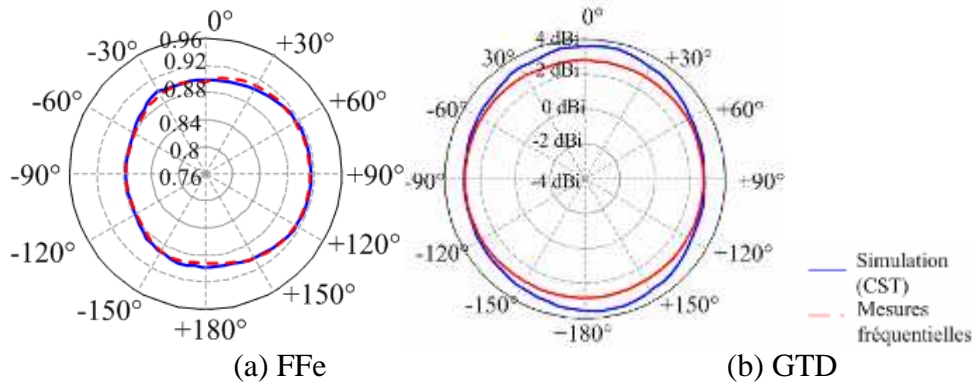


Figure III. 62: Descripteurs compacts du monopole filaire replié dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures fréquentielles).

L'accord entre mesures fréquentielles et simulation est tout à fait satisfaisant en termes de fonction de fidélité et de gain temporel. On retrouve les valeurs que l'on avait obtenues lors de l'étude

temporelle du monopole filaire replié : une fonction de fidélité maximale de 91% et un gain temporel quasi uniforme de 2 dBi.

5.3.1.2 Plan E ($\varphi = 0$)

Ci-dessous est présentée une comparaison simulation – mesure des différents descripteurs temporels du monopole filaire replié dans le plan E.

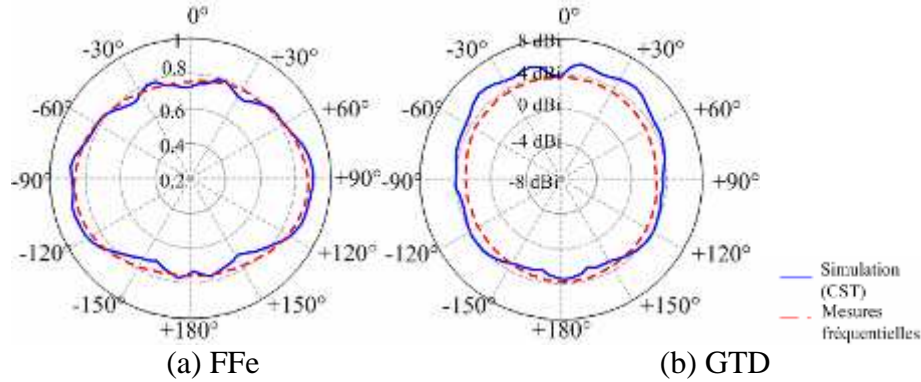


Figure III. 63: Descripteurs compacts du monopole filaire replié dans le plan E (bleu: simulation, rouge: mesures fréquentielles).

On observe un bon accord entre mesures et simulations tant au niveau de la détermination de la fonction de fidélité qu'à celui du gain temporel. Cette antenne a une fonction de fidélité maximale de 91%.

5.3.2 Dipôle filaire replié

5.3.2.1 Plan H ($\theta = \pi/2$)

Ci-dessous est présentée une comparaison des différents descripteurs temporels simulés et calculés du dipôle filaire replié dans le plan H

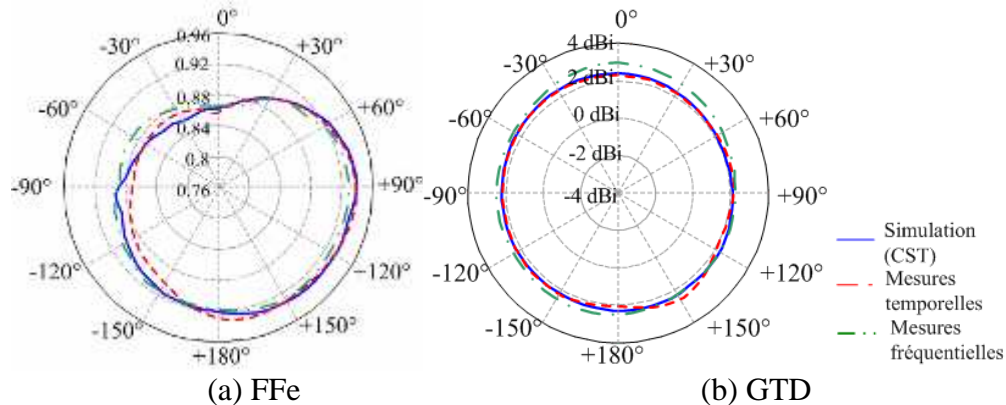


Figure III. 64: Descripteurs compacts du dipôle filaire replié dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

Pour le dipôle filaire replié, on remarque un assez bon accord entre mesures et simulations tant au niveau de la détermination de la fonction de fidélité qu'au niveau du gain temporel avec une différence de 2%. Cette antenne a une fonction de fidélité maximale de 93.4 %, nettement supérieure à celle du monopole (91%).

5.3.2.2 Plan E ($\varphi = 0$)

La figure III.65 illustre une comparaison des différents descripteurs temporels du dipôle filaire replié dans le plan E obtenus par simulation et mesurés.

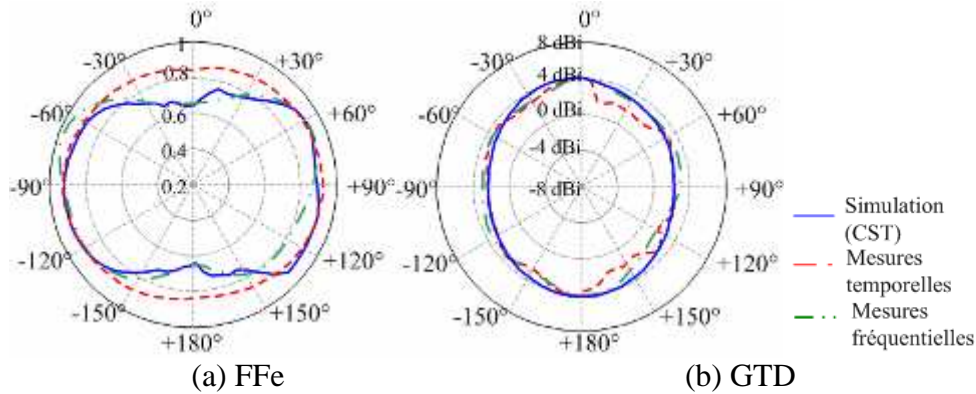


Figure III. 65: Descripteurs compacts du dipôle filaire replié dans le plan E (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles, vert: mesures fréquentielles).

L'accord entre mesures et simulations est tout à fait satisfaisant avec toutefois une différence importante pour les mesures temporelles (5% de différence contre 2% pour les mesures fréquentielles)

5.3.3 Monopole filaire replié à brins épais

La figure III.66 montre une comparaison de la fonction de fidélité puis du gain temporel du monopole filaire replié à brins épais dans le plan H, obtenus par simulations et mesurés.

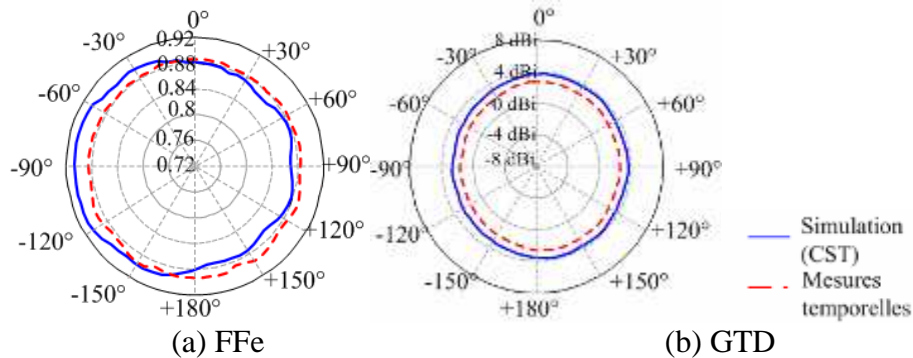


Figure III. 66: Descripteurs compacts du monopole à brins épais dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

Pour le monopole à brins épais, l'accord entre mesures temporelles et simulation est tout à fait acceptable en termes de fonction de fidélité et de gain temporel. On trouve une fonction de fidélité maximale de 89%, ce qui est conforme à l'étude menée sur l'influence des brins rayonnants sur les différents descripteurs temporels que l'on avait réalisée au tout début de ce chapitre. Le gain temporel est en moyenne égal à 2 dBi.

5.3.4 Monopole filaire replié optimisé avec des tronçons de lignes

La figure III.67 présente une comparaison de la fonction de fidélité puis du gain temporel du monopole filaire replié optimisé à l'aide de tronçons de lignes dans le plan H, obtenus par simulations et mesurés.

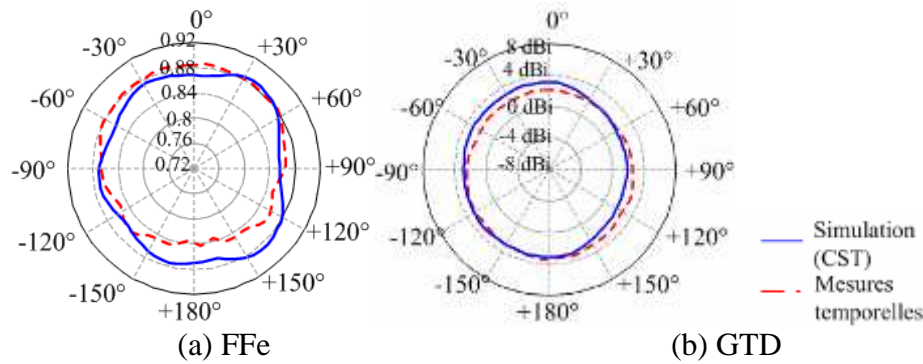


Figure III. 67: Descripteurs compacts du monopole optimisé avec des tronçons de lignes dans le plan H (bleu: simulation, rouge: mesures temporelles).

Pour le monopole optimisé grâce à des tronçons de lignes, on a un assez bon accord entre mesures et simulations et on retrouve les mêmes valeurs maximales que pour l'antenne précédente, à savoir une fonction de fidélité maximale de 89% et un gain temporel de 2 dBi. Ce résultat n'a rien de surprenant car les deux antennes optimisées dans cette bande, doivent avoir le même comportement temporel

5.4 Eléments de conclusions sur les caractérisations des antennes ULB

5.4.1 Quelques conclusions sur les mesures des antennes ULB en bande basse

Dans cette partie, nous avons caractérisé dans le domaine temporel quatre types d'antennes ULB pouvant être utilisées dans la bande basse du spectre (0.2-2 GHz).

- ❖ On observe que même si la version dipôle de l'antenne filaire replié n'est pas une structure équilibrée (la dimension du câble coaxial a un impact sur la valeur de son coefficient de réflexion), elle a de meilleures caractéristiques temporelles que la version monopole: une fonction de fidélité de 94% contre 90% pour un monopole.
- ❖ Les deux antennes de hauteur de 200 mm, optimisé par épaissement des brins rayonnants ou par ajout de tronçons de lignes, ont le même comportement temporel: un temps de groupe identique. Par ailleurs, les impulsions rayonnées et les descripteurs compacts (fonction de fidélité ou gain temporel) sont semblables. Seul le coefficient de réflexion diffère: le monopole à brins épais a une bande passante allant de 0.25-1.3 pour un $|S_{11}| < -5dB$ alors que le monopole optimisé par des tronçons de lignes couvre quasiment la même bande passante mais pour un coefficient de réflexion plus faible ($|S_{11}| < -4.8dB$).

En règle générale, les résultats temporels obtenus par simulations sous CST correspondent bien à ceux obtenus après post-traitement par des mesures fréquentielles ou temporelles

Afin d'obtenir une caractérisation de bonne qualité dans le domaine temporel à partir de mesures temporelles, l'impulsion émise doit avoir la même bande passante que l'antenne sous test, sinon l'impulsion rayonnée par l'antenne est déformée et présente de nombreuses d'oscillations parasites (cas du monopole filaire replié à brins épais).

Nous allons, pour terminer cette étude, exposer une autre méthode de caractérisation des antennes Ultra Large Bande dans le domaine temporel : la réflectométrie temporelle.

5.4.2 La réflectométrie temporelle, un moyen efficace de mesurer les antennes

Le principal problème que l'on rencontre lorsque l'on effectue des mesures de caractérisation d'antenne ULB en bande basse vient du fait qu'en principe il faut une antenne de référence et une chambre anéchoïde adaptées en basses fréquences. On a mis en place une méthode de mesure utilisant la méthode par réflectométrie temporelle qui va permettre de résoudre en partie ces deux problèmes.

La méthode par réflectométrie temporelle utilise comme impulsion de base, un échelon avec un temps de montée très bref et un temps de cycle relativement long, ce qui permet d'éviter les nombreuses oscillations parasites (cas du monopole à brins épais par exemple).

5.4.2.1 Méthode en réflexion

La première partie de cette nouvelle méthode de mesure consiste à mesurer le coefficient de réflexion à l'aide d'un réflectomètre temporel TDR.

5.4.2.1.1 Méthode de mesures

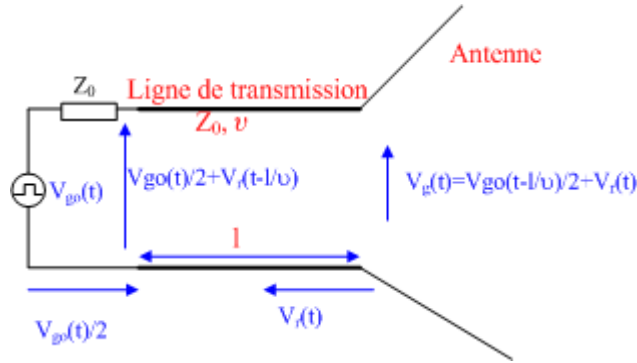


Figure III. 68: Système Antenne et ligne de transmission à l'émission.

A partir d'un système antenne + ligne de transmission à l'émission (figure III.68), on est en mesure de déterminer simplement l'expression du coefficient de réflexion de l'antenne. Son expression peut être calculée et se met sous la forme (27).

$$\Gamma_{TDR}(\omega) = 2 \cdot \frac{TF\left\{\frac{dV_r(t)}{dt}\right\}(\omega)}{TF\left\{\frac{dV_g(t)}{dt}\right\}(\omega)} \quad (27)$$

La mesure du coefficient de réflexion revient à mesurer les tensions incidentes $V_g(t)/2$ et réfléchie $V_r(t)$ [34]. Le montage permettant de mesurer le coefficient de réflexion est représenté sur la figure III.69:

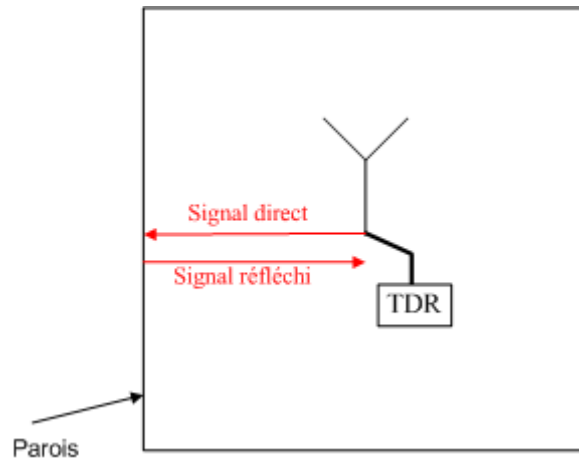


Figure III. 69: Montage de mesure du coefficient de réflexion d'une antenne avec un réflectomètre temporel

5.4.2.1.2 Résultats

La figure III.70 montre d'une part la tension totale mesurée à l'entrée de la ligne de transmission et d'autre part sa dérivée. En dérivant l'impulsion totale, on élimine la composante continue de l'impulsion émise par le réflectomètre temporel.

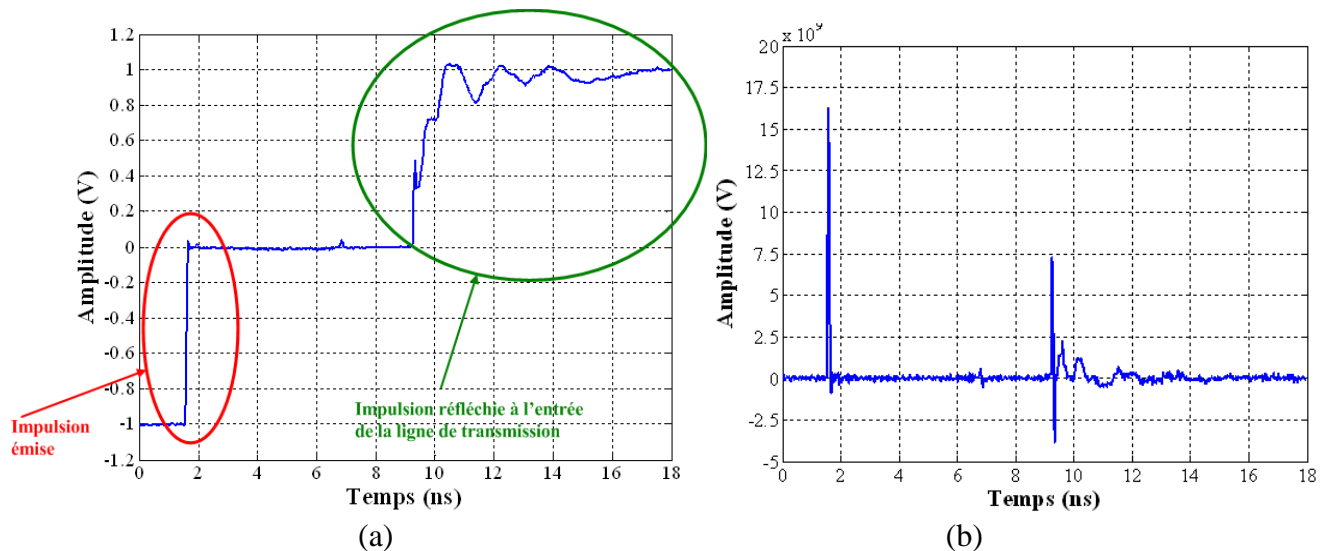


Figure III. 70: (a) Tension totale à l'entrée de la ligne de transmission (b) Dérivée de la tension totale à l'entrée de la ligne de transmission.

Si l'excitation couvre une bande passante beaucoup plus large que celle de l'antenne, alors le signal mesuré est une très bonne estimation du coefficient de réflexion de l'antenne. Cependant, si l'impulsion émise a une bande passante similaire à celle de l'antenne, une étape de déconvolution est nécessaire. Dans notre cas, cette étape n'est pas nécessaire car la bande passante à -6 dB de l'excitation est de 13 GHz alors que celle du dipôle filaire replié est uniquement de 2 GHz.

La figure III.71 présente une comparaison des mesures du coefficient de réflexion du dipôle filaire replié effectuées à l'aide d'un analyseur de réseau vectoriel et de la réflectométrie temporelle.

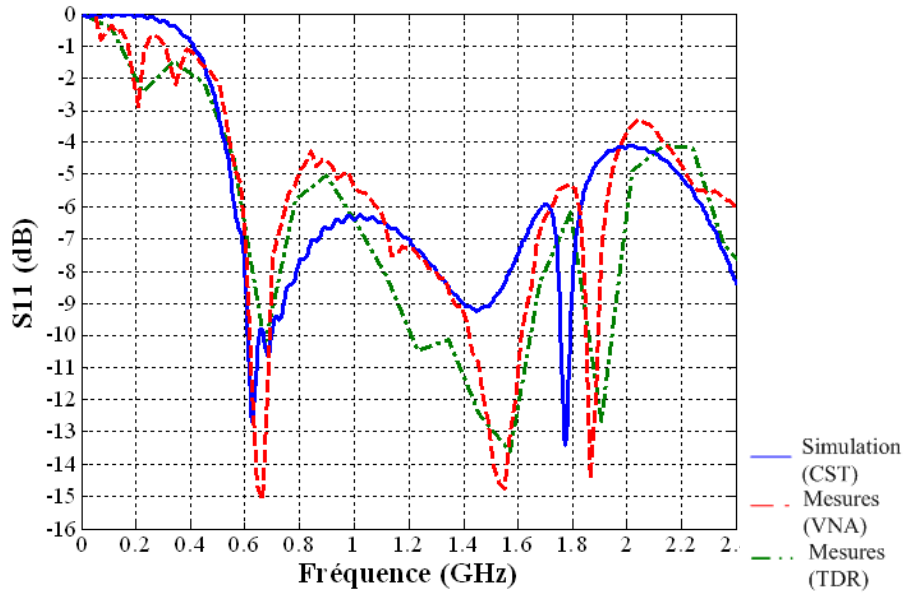


Figure III. 71: Comparaison de mesures pour l'adaptation du dipôle filaire replié.

On note une bonne ressemblance entre les simulations et les deux différents types de mesures, aussi bien avec l'analyseur de réseau qu'avec un TDR; Cependant le réflectomètre temporel montre que l'on est capable de mesurer l'adaptation de n'importe quelle antenne dans le domaine temporel.

5.4.2.2 Caractérisation des antennes ULB par transmission.

La seconde partie de cette nouvelle méthode de mesure consiste à mesurer les impulsions rayonnées par l'antenne à l'aide d'un réflectomètre temporel et d'une plaque métallique.

5.4.2.2.1 Méthode de mesures

Le principe de la méthode [35] consiste à utiliser une seule antenne placée à côté d'une plaque conductrice (cf figure III.72 a) et à récupérer l'impulsion rayonnée en enregistrant le signal réfléchi par la plaque métallique

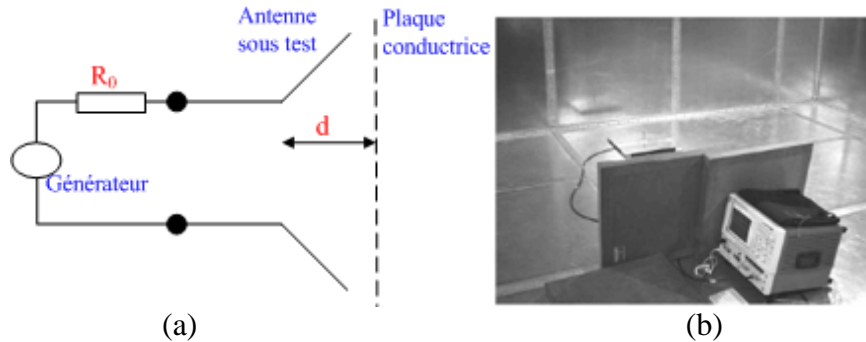


Figure III. 72: (a) Principe de base d'une mesure à une seule antenne (b) Montage à une seule antenne dans le domaine temporel.

Pour mesurer correctement l'impulsion rayonnée par l'antenne, on a besoin la connaissance de deux types de signaux à l'entrée de l'antenne sous test:

- ❖ le signal réfléchi dû aux pertes de désadaptation, noté $s_{11}(t)$
- ❖ le signal réfléchi par la plaque conductrice notée $s_{21}(t)$.

Pour récupérer le signal réfléchi par la plaque conductrice, on utilise soit des coupleurs directionnels [36] soit un fenêtrage temporel qui est utilisé sur les transformées de Fourier inverse de la fonction de transfert de l'antenne [37].

Nous avons utilisé la méthode par réflectométrie temporelle qui permet d'extraire aisément le signal reçu à l'entrée de l'antenne (cf figure III.74b). Afin de séparer le signal réfléchi du signal dû aux pertes de désadaptation et le signal réfléchi par la plaque métallique, nous avons utilisé une technique de mesure différentielle :

- ❖ Mesure du signal $s_{11}(t)$ par réflexion
- ❖ Obtention du signal $s_{21}(t)$ à partir de la mesure du signal total réfléchi $s_{11}(t) + s_{21}(t)$

Le choix de la distance d est important: elle doit être plus courte que la distance entre l'antenne et les 5 autres murs afin que la réponse impulsionnelle de l'antenne puisse être facilement fenêtrée. Ces 5 autres distances sont notées d_1, d_2, d_3, d_4, d_5 . La largeur de la fenêtre de temps doit être choisie de telle sorte que l'on ait:

$$t_w < \frac{\min(d_1, d_2, d_3, d_4, d_5)}{c} \quad (28)$$

Par ailleurs l'antenne doit être assez loin de la plaque métallique pour garantir les conditions de champ lointain d'une antenne $\left(d > \frac{2D}{\lambda}, D \text{ est la longueur maximale de l'antenne} \right)$

La figure III.73 présente le schéma équivalent dans le cas d'un montage d'antenne utilisée en temporel.

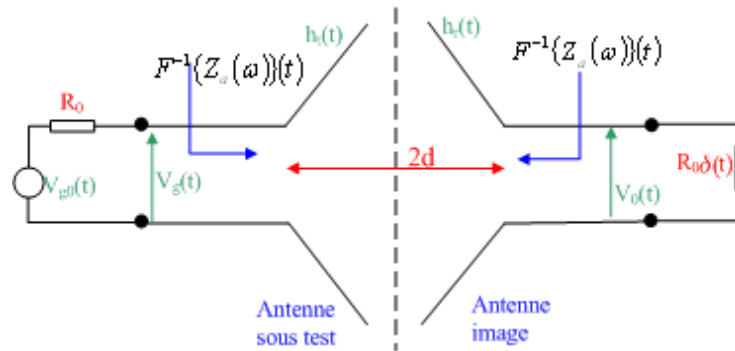


Figure III. 73: Méthode à une seule antenne dans le domaine temporel: circuit équivalent à deux antennes.

On note $h_t(t)$ la réponse impulsionnelle en émission, $h_r(t)$ celle en réception et $E_{rec}(t)$ le champ électrique incident réfléchi par la plaque métallique.

On a alors les deux équations suivantes:

$$\begin{aligned} 2d \cdot E_{rec}(2d, t) &= h_t(t) * V_g(t) \text{ et} \\ V_0(t) &= h_r(t) * E_{rec}(2d, t) \end{aligned} \quad (29)$$

En vertu du principe de réciprocité, on peut déterminer la fonction de transfert de l'antenne en émission.

$$H_t(\omega) = \sqrt{2d \frac{V_0(\omega) e^{j2kd}}{V_{g0}(\omega)} \cdot \frac{k\eta_0}{8\pi\sqrt{R_0 \cdot R_a(\omega)}} \cdot \frac{R_0 + R_a(\omega)}{(Z_a(\omega))^2} \cdot \frac{[R_0 + Z_a(\omega)]^2}{R_0}} \quad (30)$$

Dans cette expression, η_0 est l'impédance caractéristique du vide, $R_a(\omega)$ la partie réelle de l'impédance d'entrée de l'antenne. A partir de cette équation 29, on est en mesure de déterminer l'impulsion rayonnée par l'antenne si par exemple l'impulsion émise est la première dérivée de la Gaussienne.

La réponse impulsionnelle est indépendante de la distance d . Cependant, en pratique, les mesures dépendent légèrement de d . Cet effet peut être atténué en moyennant les résultats obtenus pour plusieurs valeurs de la distance.

5.4.2.2.2 Résultats

Ci-dessous est présentée une comparaison simulation - mesure de la fonction de transfert du dipôle filaire replié, du coefficient de réflexion du dipôle filaire replié ainsi que de l'impulsion rayonnée par l'antenne (mesure avec un TDR et simulation sous CST).

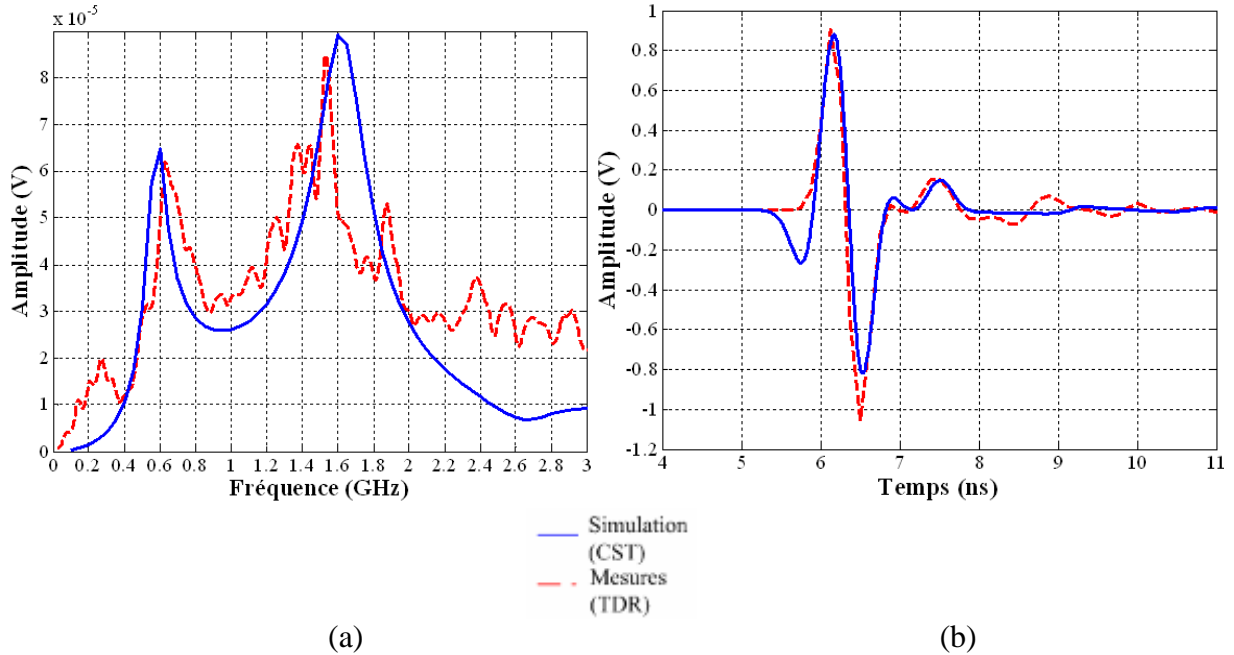


Figure III. 74: (a) fonction de transfert du dipôle filaire replié, (b) impulsion rayonnée dans le plan H $\theta=\pi/2$, $\phi=0$

L'accord entre les mesures temporelles et les simulations sur l'impulsion rayonnée est remarquable.

5.4.2.3 Conclusion

Ces quelques résultats sur la réflectométrie temporelle montrent qu'il s'agit d'une méthode de mesure efficace pour caractériser une antenne ULB en régime impulsionnel même si il reste à établir une méthode permettant de déterminer efficacement la distance d .

Les avantages de cette méthode de mesure sont multiples:

- ❖ Pas d'antenne de référence qui peut être difficile à trouver en bande basse.
- ❖ Obtention de la réponse impulsionnelle de l'antenne et avec un seul équipement de mesures (le réflectomètre temporel).
- ❖ Utilisation d'une cage de Faraday plutôt que d'une chambre anéchoïde, ce qui permet d'éliminer le problème de la taille des absorbants qui détermine la fréquence basse d'utilisation de cette chambre.

La seule contrainte est liée au choix de la distance d entre l'antenne et la plaque métallique. Cette distance doit être choisie pour garantir les conditions de champs lointain (les post traitements d'une antenne de taille large peuvent être difficiles à faire). Il faut remarquer que cette méthode n'est pas applicable aux antennes à bande étroite qui ont une réponse impulsionnelle d'une durée trop importante pour pouvoir être étudiée avec un réflectomètre temporel.

Bibliographie du troisième chapitre

- [1] Z.N. Chen, X.H. Wu, H.F. Li, N. Yang, M.Y.W. Chia, "Considerations for sources pulses and antennas in UWB radio systems", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, Vol. 52, No. 7, pp. 1739-1748, July 2004.
- [2] X. Qing, Z.N. Chen, M.Y.W. Chia, "Network approach to UWB antenna transfer functions characterization", *European Microwave Conference*, Vol. 3, October 2005
- [3] X. Qing, Z.N. Chen, M.Y.W. Chia, "Characterization of ultrawideband antennas using transfer functions"; *Radio science*, Vol. 41, pp. 1-10, January 2006
- [4] W. Sörgel, C. Waldschmidt, W. Wiesbeck, "Antenna characterization for Ultra wideband communication", *International Workshop on Ultra Wideband Systems*, pp 1-10, June 2003
- [5] W. Sörgel, W. Wiesbeck, Influence of the antennas on the ultra-wideband transmission", *EURASIP journal on applied signal processing*, Vol. 2005 , Issue 1, pp. 296-305, January 2005
- [6] B. Scheers, M. Achery, and A. V. Vorst, "Time-domain simulation and characterisation of TEM horns using a normalised impulse response," *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, Vol. 147, no. 6, pp. 463-468, December 2000.
- [7] C. Roblin, S. Bories, A. Sibille, "Characterization Tools of Antennas in the Time Domain", *IWUWBS'03*, pp. 1-4, June 2003
- [8] M. Kanda, "Time domain sensors for radiated impulsive measurements," *IEEE Transaction on. Antennas and Propagation*, Vol. 31, No. 3, pp. 438-444, May1983.
- [9] Y. Duroc, Tan-Phu Vuong, S.Tedjini, "A Time/Frequency Model of Ultrawideband Antennas", *IEEE IEEE Transaction on. Antennas and Propagation*, Vol. 55, No. 8, pp. 2342-2350, August 2007
- [10] S. Promwong, Jun-ichi Takada, "Link Budget Evaluation Scheme for UWB Transmission Systems", *IWUWBT2005*
- [11] S. Promwong, W. Hachitani, J. Takada, P. Supanakoon, and P.Tangtisanon "Experimental Study of Ultra-Wideband Transmission Based on Friis' Transmission Formula," *The Third International Symposium on Communications and Information Technology*, vol. 1, pp. 467-470, September 2003
- [12] A. H. Mohammandian, A. Rajkotia, S.S. Soliman, "Characterization of UWB transmit-Receive Antenna system", *IEEE conference on Ultra wideband System and technologies*, pp. 157-161, November 2003.
- [13] W. Q. Malik, C. J. Stevens, D. J. Edwards, "Spatio-spectral Normalisation for Ultra Wideband antenna dispersion", *High Frequency Postgraduate Student Colloquium*, pp. 87-92, September 2004
- [14] D. H. Kwon, "Effect of Antenna Gain and Group Delay Variations on Pulse-Preserving Capabilities of Ultrawideband Antennas", *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*. Vol. 54, pp. 2208-2215. August 2006.
- [15] D. Lamensdorf, L. Susman, "Baseband-Pulse Antenna techniques", *IEEE antennas and Propagation magazine*, Vol. 36, No 1, pp. 20-30, February 1994
- [16] J.S McLean, R. Sutton, H. Foltz, " The effect of Source pulse Shape on the energy and Correlation patterns of UWB antennas', *European conference on wireless technology*, pp. 113-116, October 2004
- [17] J.S McLean, H. Foltz, R. Sutton, "Pattern descriptors for UWB antennas", *IEEE Transaction on antennas and propagation*, Vol. 53, No 1, pp. 553-559, January 2005
- [18] Xianming Qing, Zhi Ning Chen, Michael Yan Wah Chia, " UWB Characteristics of Disc Cone Antenna", *IEEE International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials (IWAT)*, pp. 97-100, March 2005

Chapitre III. Caractérisation des antennes ULB dans les domaines fréquentiel et temporel

- [19] Nikolay Telzhensky and Yehuda Leviatan, "Planar Differential Elliptical UWB Antenna Optimization" *IEEE Transaction on. Antennas and Propagation*, Vol. 54, No. 11, pp. 3400-3406, November 2006.
- [20] Xu Li., Susan C. Hagness, Min K. Choi, and Daniel W. van der Weide, "Numerical and Experimental Investigation of an Ultrawideband Ridged Pyramidal Horn Antenna With Curved Launching Plane for Pulse Radiation", *IEEE antennas and wireless propagation letters*, Vol. 2, pp 259-262, 2003
- [21] Jeremie Bourqui, Michal Okoniewski , Elise C. Fear, " Balanced Antipodal Vivaldi Antenna for Breast Cancer Detection", *second European conference on antennas and propagation*, , pp. 1-5, November 2007
- [22] Wang Feng, Zhang Kun-fan, Li Dong-hai, " An Novel Design for an Ultra-wide Band Antenna", *International symposium on antenna, propagation & EM theory*, pp. 1-5, October 2006
- [23] S. Bories, J. Keignart, C. Delaveaud, " Time domain Ultra-wideband antennas characterizations facilities", *Annual Symposium of the Antenna Measurement Techniques Association*, November 2007
- [24] S. Licul, W. A. Davis, "Ultra wideband (UWB) antenna measurements using vector network analyzer", *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, Vol. 2, pp. 1319-1322, June 2004
- [25] Shi Yiqiong, Sheel Aditya, and Choi Look Law, "Transfer Function Characterization of UWB Antennas Based on Frequency Domain Measurement", *European conference on wireless technology*, pp. 277-280, October 2005
- [26] <http://www.ahsystems.com/>
- [27] <http://www.ets-lindgren.com/>
- [28] J. D. Young, D. E. Svoboda, W. D. burnside, " A comparison of time and frequency domain Measurement techniques in antenna theory", *IEEE Transaction on antennas and propagation*, pp. 581-583, June 1973
- [29] W. Sörgel, F. Pivitt, W. Wiesbeck, "Comparison of frequency domain and time domain measurement procedures for Ultra wideband antennas", *Annual Meeting and Symposium of the Antenna and Measurement Techniques Association (AMTA'03)*, pp. 72-76, October 2003.
- [30] R.V de Jongh, M. Hajian, L.P. Ligthart, "Antenna time-domain measurement techniques", *IEEE antennas and propagation magazine*, Vol. 39, No. 5, pp. 7-11, October 1997
- [31] R.V de Jongh, L.P. Ligthart, "Antenna time-domain measurements (ATDM)", *IEE colloquium antennas measurements*, pp. 1-9, June 1998
- [32] D. Iverson, "Extracting real samples from complex sampled data," *IEEE Electronics Letters*, Vol. 27, No. 21, pp. 1976-1978, October 1991.
- [33] S. L. Marple Jr., "Computing the discrete-time "analytic" signal via FFT," *IEEE Transaction on Signal Processing*, Vol. 47, No. 9, pp. 2600-2603, September 1999
- [34] M. Okhovvat, R. Fakkahi, "Measurements of antenna reflection coefficients in time domain", *Conference on mathematical methods in electromagnetic theory*, pp. 328-330, June 2006
- [35] J.D Kraus, "Antennas", 2nd edition, *New York Mc Graw-Hill*, pp. 826-829, 1988
- [36] J. Glimm, R. Harms, K. Munter, M. Spitzer, R Pape, "A single-antenna method for traceable antenna gain measurement", *IEEE transaction on electromagnetic compatibility*, Vol. 41, No 4, pp. 436-439, November 1999
- [37] J.D. Krieger, E.H. Newman, I.J. Gupta, "the single antenna method for measurement of antenna gain and phase", *IEEE transaction on antenna and propagation*, Vol. 54, No 11, pp. 3562-3565, November 2006

Conclusions générales et perspectives

Conclusions générales

Les travaux décrits dans ce mémoire s'inscrivent dans le domaine de la conception et de la caractérisation d'antennes Ultra Large Bande fonctionnant entre 0.1 et 2 GHz.

Dans le premier chapitre, nous avons détaillé les caractéristiques de cette technologie et montré qu'elle possède de nombreux atouts. On peut citer entre autres la possibilité de coexister avec d'autres technologies à bande étroite. La possibilité de localiser de façon précise une personne ou des objets et de faire de la communication haut débit font également partie des caractéristiques intéressantes de cette technologie. Après avoir examiné les principaux points qui différencient les antennes à bande étroite des antennes ULB (nécessité de les étudier en régime impulsionnel), nous avons réalisé un état de l'art sur ces antennes ULB en mettant en avant leur comportement temporel (distorsion ou non de leurs impulsions rayonnées) et conclu que les antennes indépendantes de la fréquence (log-périodique ou spirale) sont des antennes à exclure car très dispersives et que les antennes de type cornet ou Vivaldi sont aussi à proscrire car très directives. Le monopole rectangulaire large bande a été alors retenu comme point de départ de notre étude car il possède un diagramme de rayonnement omnidirectionnel sur l'ensemble de sa bande de fonctionnement.

Dans le second chapitre, nous avons présenté les résultats concernant la conception d'antennes ULB dans la partie 0.5-2 GHz. Une revue des techniques permettant l'élargissement de la bande passante des monopoles rectangulaires a permis de conclure que le décalage de l'alimentation d'un monopole rectangulaire est un moyen simple qui permet d'obtenir à la fois un diagramme de rayonnement stable (nécessaire pour une antenne ULB en régime impulsionnel) et une bande passante suffisamment large pour un $|S_{11}| < -5dB$. L'étude paramétrique du monopole rectangulaire nous a permis de l'optimiser dans la bande 0.55-1.5 GHz. Nous avons ensuite réduit sa masse pour faciliter son utilisation sur des terminaux et obtenu une antenne de type filaire. Cette nouvelle antenne, le monopole filaire, a été caractérisée et nous avons montré qu'elle possède une bande passante moins large que celle de l'antenne de référence (monopole rectangulaire) et un diagramme de rayonnement peu stable sur sa bande de fonctionnement. La dimension transverse étant beaucoup trop importante par rapport au cahier des charges (50 mm maximum), nous avons choisi de plier l'antenne précédente de façon à obtenir une antenne filaire repliée, ayant des caractéristiques fréquentielles meilleures que celles des 2 antennes précédentes : pour une hauteur de 90mm et pour un $|S_{11}| < -5dB$, la bande passante va de 0.55-1.9 GHz et son diagramme de rayonnement varie très peu en fonction de la fréquence. Nous avons finalement divisé par trois la dimension transverse de l'antenne.

Par ailleurs l'étude paramétrique de cette nouvelle structure d'antennes ULB nous a permis de comprendre physiquement l'influence des paramètres géométriques sur son impédance d'entrée. Ainsi nous avons montré que la longueur de la ligne de transmission en forme de U affecte le couplage entre les deux monopoles/dipôles mais aussi l'impédance caractéristique de la ligne de transmission. Ce constat nous a permis de modéliser correctement de façon analytique cette antenne, validée une première fois par une méthode très simple (méthode de la force électromotrice induite) puis une seconde fois par une méthode plus rigoureuse (approximation du courant sous forme de somme de fonctions sinusoïdales). Il y a un excellent accord jusqu'à 3 GHz entre modèle et simulation numérique (CST). Cette excellente correspondance nous a incités à utiliser ce modèle analytique d'une part pour trouver un

Conclusions générales et perspectives

modèle électrique de l'antenne (utilisation de la forme canonique de Foster) et d'autre part pour l'optimiser vers les basses fréquences.

La dernière partie de ce chapitre a été consacrée à l'optimisation du monopole filaire repliée vers 250 MHz. Deux méthodes ont été choisies, l'une par épaississement des brins rayonnants et l'autre par ajout de tronçons de lignes. Ces deux nouvelles antennes sont adaptées à partir de 250 MHz pour une hauteur de 200mm. Elles ont un diagramme de rayonnement quasi-omnidirectionnel jusqu'à 1 GHz. La seule différence réside dans la valeur du coefficient de réflexion: L'antenne à brins épais possède une bande passante de 0.25-1.3 GHz pour un $|S_{11}| < -5dB$ alors que l'antenne optimisée par ajout des tronçons de lignes a la même bande passante mais pour un coefficient de réflexion inférieur ($|S_{11}| < -4.8dB$).

Le dernier chapitre de cette thèse a été consacré à la caractérisation de ces antennes (antennes filaire repliée et ses différentes formes optimisées) dans les domaines fréquentiels et temporels. Une première étude a été menée sur la caractérisation temporelle des antennes ULB à l'aide de nouveaux descripteurs permettant une description mieux adaptée. Les descripteurs habituels ne suffisant pas à décrire complètement les antennes en régime impulsionnel, d'autres outils sont nécessaires pour quantifier la déformation de l'impulsion rayonnée par l'antenne. Une étude temporelle des trois antennes décrites au second chapitre a permis de montrer que l'antenne possédant les meilleures caractéristiques temporelles était le monopole filaire replié: fonction de fidélité de plus de 91% et gain temporel aux environs de 2 dBi. L'étude de l'influence du plan de masse de cette antenne a prouvé que la fonction de fidélité était indépendante de la forme et de la taille du plan de masse. Ce résultat n'est pas valable pour la phase du champ rayonné par l'antenne ; ceci implique un système de réception plus complexe. Les mesures temporelles et fréquentielles effectuées sur les différentes versions de l'antenne filaire repliée ont montré un bon accord avec les simulations tant au niveau de la caractérisation fréquentielle que temporelle. Nous avons ainsi pu vérifier que même si la version dipolaire n'est pas une structure équilibrée, elle possède les meilleures qualités temporelles et une fonction de fidélité de 94%. Les deux versions optimisées vers les basses fréquences possèdent les mêmes caractéristiques dans le domaine temporel, des temps de groupe de leur fonction de transfert quasiment identiques, un même diagramme de fonction de fidélité dans le plan azimut avec un maximum de 89%.

Enfin, nous avons mis au point une technique de mesure temporelle très efficace en utilisant la réflectométrie temporelle. Cette méthode donne de très bons résultats en termes d'impulsions rayonnées et d'adaptation, sans avoir recours à une antenne de référence.

L'ensemble des travaux présentés dans ce mémoire a permis d'améliorer notre compréhension du fonctionnement des antennes Ultra Large Bande dans la partie basse du spectre 0.1-2 GHz. La nouvelle antenne proposée est une structure de petite taille ($\lambda_{\max}/6$) pour le cas du monopole où λ_{\max} est calculée par rapport à la fréquence basse de sa bande passante. Elle est facilement modélisable et le modèle analytique est rapide et précis, elle possède aussi de bonnes caractéristiques fréquentielles (une bande passante supérieure à 1 GHz, un diagramme de rayonnement stable) mais aussi de bonnes caractéristiques temporelles (fonction de fidélité de 94% et un gain énergétique de 2 dBi pour une hauteur d'antenne de 90 mm).

Une bonne connaissance des descripteurs temporels (phase et fonction de fidélité) est nécessaire si l'on souhaite caractériser une antenne ULB utilisée uniquement en régime impulsionnel. Il est en effet indispensable, pour le concepteur d'antennes Ultra Large Bande, de disposer d'outils d'analyse permettant de comparer les performances de différentes antennes afin d'optimiser le choix pour une application donnée.

Perspectives

De nombreuses directions de recherches restent à explorer. En tout premier lieu, il faut compléter le modèle analytique en incluant l'influence du rayon des brins rayonnants et du décalage de l'alimentation. Ces deux points permettraient d'obtenir un modèle complet qui pourrait alors être utilisé dans un algorithme d'optimisation permettant par exemple de calculer directement la géométrie optimum pour une bande de fréquences donnée.

Il serait souhaitable par ailleurs de trouver une/des méthodes permettant d'élargir la bande passante vers les basses fréquences. Les deux méthodes que nous avons testées (ajout de tronçons de lignes et épaississement des brins rayonnants) ne permettent pas de descendre sous les 200 MHz.

L'influence de l'environnement immédiat (structure et situation des terminaux,...) sur les caractéristiques de l'antenne est un point que nous n'avons pas abordé dans ce travail. Il serait intéressant de chercher si il existe des structures minimisant cette influence. Une voie possible consiste peut-être à jouer sur la structure du plan de masse.

Au niveau de la mesure des caractéristiques des antennes, le développement de techniques utilisant un réflectomètre temporel permettrait d'une part de faire facilement des mesures ne nécessitant ni antenne de référence ni absorbants (chambre anéchoïde) et d'autre part de travailler simplement à plus basses fréquences.

Il reste enfin à résoudre les problèmes liés à la fabrication de l'antenne filaire repliée (son industrialisation). Comment en particulier assurer, de façon simple, le parallélisme entre les brins rayonnants. Une solution simple consisterait à la mouler dans une structure en matériaux non conducteurs (un plastique). Pour appliquer une telle solution, il faut dans un premier temps connaître la sensibilité des performances de l'antenne à un défaut de parallélisme afin de définir une tolérance sur le parallélisme. Cet effet est difficile à modéliser mais il peut être déterminé expérimentalement. Il faut par ailleurs caractériser l'influence de la structure sur les performances de l'antenne. Connaissant les caractéristiques du matériau (ρ, σ), on peut tenter de modéliser son effet et de comprendre quels sont les paramètres les plus importants. Enfin, comment fabriquer les tronçons de lignes qui nous ont permis d'élargir la bande passante de l'antenne?

Annexes

Annexe 1: Méthode de force électromotrice

Cette méthode permet de calculer analytiquement l'impédance d'entrée d'antennes cylindriques. La forme du courant qui est adoptée est sinusoïdale. On suppose que le courant pour un dipôle de longueur totale $2L$ a pour équation

$$I_z(z') = I_0 \sin[k(L - |z'|)] \quad (1)$$

Nous allons donc pouvoir donner des expressions analytiques de l'impédance d'entrée vue par les deux dipôles couplés

A Expression analytique de l'impédance d'entrée d'un dipôle seul

Dans un premier temps, nous allons déterminer l'impédance d'entrée d'un dipôle de longueur totale $2L$ grâce à la méthode de force électromotrice induite. La figure 1 présente la géométrie d'un dipôle seul :

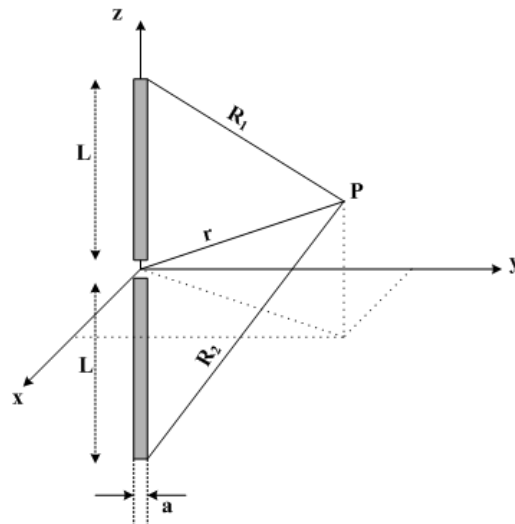


Figure 1 Dipôle cylindrique pour la méthode emf

On a les relations suivantes :

$$r = \sqrt{\rho^2 + z^2} \text{ avec } \rho^2 = x^2 + y^2 \quad (2)$$

$$R_1 = \sqrt{\rho^2 + (z - L)^2} \text{ et } R_2 = \sqrt{\rho^2 + (z + L)^2}$$

Pour pouvoir déterminer l'expression de l'impédance d'entrée, on a besoin de l'expression de la composante tangentielle du champ électrique sur la surface du fil. Le champ électrique est déterminé à partir de l'une des équations de Maxwell:

$$\vec{E} = \frac{1}{j\omega\epsilon} \nabla \times \vec{H} \text{ et } \vec{H} = \frac{1}{\mu} \nabla \times \vec{A} \quad (3)$$

où A désigne le potentiel vecteur.

Annexe 1: Méthode de force électromotrice

Après calculs, on obtient :

$$E_z = -j \frac{\eta_0 I_0}{4\pi} \left[\frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} - 2\cos(kL) \frac{e^{-jkr}}{r} \right] \quad (4)$$

Le potentiel induit au niveau des bornes du dipôle est donné par la relation suivante. Il est calculé par rapport au maximum du courant, noté I_m .

$$V_m = \int_{-L}^L dV_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-L}^L I_z(r=a, z=z') E_z(r=a, z=z') dz' \quad (5)$$

D'où

$$Z_m = -\frac{1}{I_m} \int_{-L}^L \sin(k(L-|z'|)) E_z(r=a, z=z') dz' \quad (6)$$

(par rapport au maximum du courant)

On en déduit que l'impédance d'entrée d'un dipôle est déterminée par la relation suivante :

$$Z_{\text{dipole}} = \frac{Z_m}{\sin^2(kL)} = \frac{R_m + jX_m}{\sin^2(kL)} \quad (7)$$

On peut montrer après quelques manipulations que la partie réelle et la partie imaginaire de l'impédance d'entrée d'un dipôle s'expriment en fonction de cosinus et de sinus intégrales.

$$R_m = \frac{\eta}{2\pi} \left\{ \begin{aligned} &C + \ln(2kL) - C_i(2kL) + \frac{1}{2} \sin(2kL) [S_i(4kL) - 2S_i(2kL)] \\ &+ \frac{1}{2} \cos(2kL) [C + \ln(2kL) + C_i(4kL) - 2C_i(2kL)] \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

Où C_i et S_i sont respectivement définis par :

$$C_i(x) = -\int_x^\infty \frac{\cos(u)}{u} du \text{ et } S_i(x) = \int_0^x \frac{\sin(u)}{u} du \quad (9)$$

C est la constante d'Euler

B Expression analytique de l'impédance d'entrée vue par 2 dipôles couplés

Nous pouvons maintenant déterminer l'impédance d'entrée de deux dipôles couplés de longueur totale $2L$ et séparés par une distance W . La figure 2 présente cette géométrie

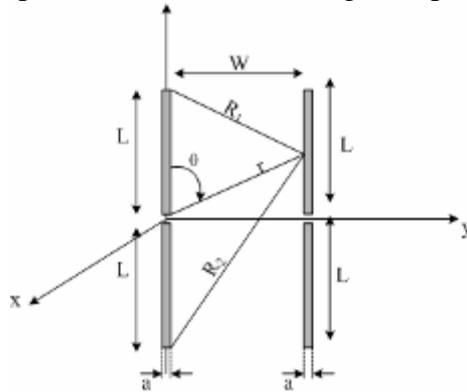


Figure 2 Dipôles identiques couplés pour la méthode emf

Annexe 1: Méthode de force électromotrice

On calcule les impédances mutuelles de la même façon que l'on a calculé l'impédance propre d'un dipôle par la méthode emf (On considère une forme sinusoïdale pour les courants I_1 et I_2

$$I_1(z') = I_0 \sin[k(L - |z'|)] = I_2(z') \quad (10)$$

On peut écrire par exemple pour Z_{21} :

$$Z_{21} = \frac{V_{21}}{I_1} = -\frac{1}{I_1 \cdot I_2} \int_{C_2} I_{z2}(z') E_{Z1}(z') \quad (11)$$

$$Z_{21} = \frac{1}{\sin(kL)} \frac{1}{\sin(kL)} \frac{1}{I_0} \int_{C_2} \sin(k(L - |z'|)) E_{Z1}(z')$$

C_2 : intégration autour du brin 2

E_z a la même expression que dans le cas du calcul de l'impédance propre d'un dipôle, la seule différence réside dans les expressions de R_1 , R_2 et r . Ces distances sont calculées pour $y=W$

$$r = \sqrt{\rho^2 + z^2} \quad \text{où} \quad \rho^2 = x^2 + W^2 \quad (12)$$

$$R_1 = \sqrt{\rho^2 + (z - L)^2}, \quad R_2 = \sqrt{\rho^2 + (z + L)^2}$$

De la même façon que précédemment, l'impédance mutuelle de deux dipôles couplés peut s'écrire à partir de sinus et cosinus intégral.

L'impédance d'entrée vue par les deux dipôles identiques couplés est la somme des deux impédances précédemment définies. Comme on est en présence d'un plan de masse de dimension infinie, l'impédance d'un monopole seul est la moitié de ce que l'on a calculé précédemment.

Annexe 2: Influence de l'impulsion sur les descripteurs temporels

Le choix de l'impulsion est important puisque chacun des descripteurs compacts (fonction de fidélité, gain temporel et adaptation temporelle) en dépend. Pour simplifier l'étude de l'impulsion, nous utiliserons comme impulsion de base, la gaussienne ainsi que ses dérivées successives dont les expressions sont données ci-dessous

$$p(t) = A.e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \text{ et } p_n(t) = \frac{d^n}{dt^n} \left(A_n.e^{-\left(\frac{t-T_c}{\tau}\right)^2} \right) \quad (1)$$

Où A est l'amplitude de l'impulsion et τ le paramètre caractérisant la largeur de l'impulsion.

Deux études seront menées sur le monopole filaire replié de hauteur 90 mm: l'une concerne l'influence du choix de l'ordre de la dérivée sur l'impulsion et sur les descripteurs compacts et l'autre concerne l'influence du paramètre caractéristique de l'impulsion sur ces mêmes descripteurs.

A Influence de l'ordre de la dérivée de l'impulsion sur le comportement temporel

L'impulsion de base est la gaussienne, notée $p(t)$, de paramètre caractéristique τ égal à 0.1125 ns. La figure ci-dessous représente le graphe temporel des trois impulsions (gaussienne, première et seconde dérivée) ainsi que de leur densité spectrale de puissance normalisée et représentée en linéaire. On remarque que, à mi-hauteur, la bande passante d'une gaussienne va de 0-1.3 GHz, celle de la première dérivée va de 0.45-1.9 GHz et celle de la seconde dérivée va de 0-2.1 GHz.

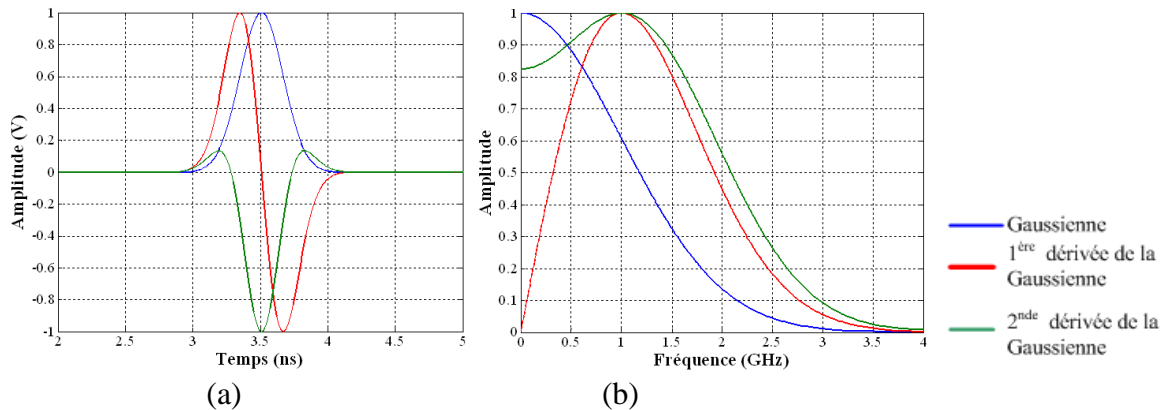


Figure 1. Impulsion émise (a) graphe temporel (b) densité spectrale de puissance

Les figures 15 représentent les impulsions rayonnées par l'antenne utilisée dans la bande 0.5-2 GHz dans le plan H ($\theta=\pi/2$) pour différentes valeurs d'angles ϕ et pour trois impulsions différentes (gaussienne, 1^{ère} dérivée et 2^{nde} dérivée). On ne représente qu'un quart du plan, les autres impulsions pouvant être déduites par symétries horizontales et verticales

Annexe 2: Influence de l'impulsion sur les descripteurs temporels

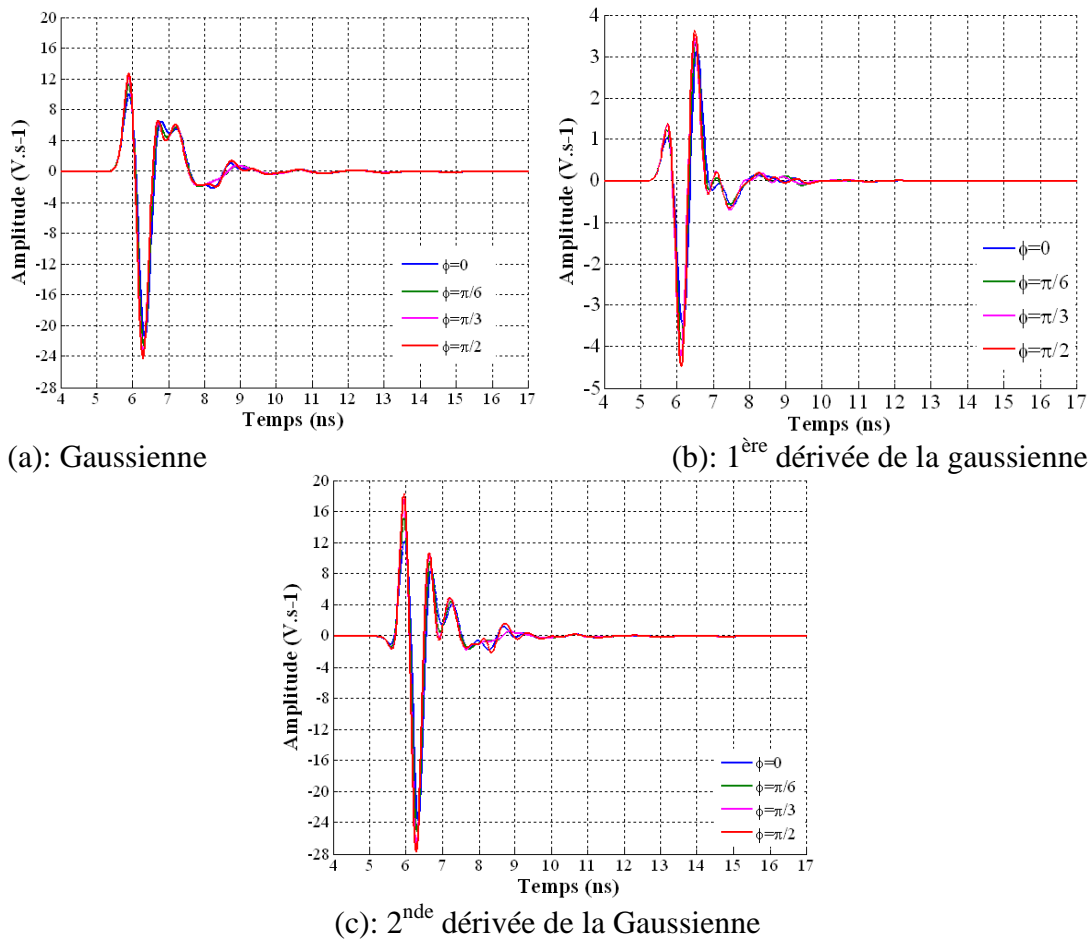


Figure 2. Impulsions rayonnées par le monopole filaire replié pour différentes impulsions

Les remarques suivantes peuvent être faites:

- ❖ On constate que l'impulsion rayonnée par la gaussienne et par la seconde dérivée ont une amplitude maximale très élevée de 24 Vs^{-1} et 28 Vs^{-1} , contrairement à l'impulsion rayonnée par la première dérivée. Ceci va entraîner un gain temporel plus élevé pour la gaussienne et la seconde dérivée.
- ❖ La durée de l'impulsion est du même ordre de grandeur (aux environs de 15 ns) pour la gaussienne et la seconde dérivée alors qu'elle est de 10 ns pour la première dérivée. On observe ainsi plus d'oscillations parasites pour la gaussienne et sa seconde dérivée. Ceci montre que le monopole filaire replié a un meilleur comportement temporel (peu d'oscillations parasites, durée de l'impulsion) quand il est excité par la première dérivée de la gaussienne.

Le tableau ci-dessous rassemble les principaux résultats pour les descripteurs temporels calculés dans le plan H ($\theta=\pi/2$) du monopole filaire replié.

	FFe $\varphi=90^\circ$	GTD (dBi) $\varphi=90^\circ$	FFe $\varphi=-90^\circ$	GTD (dBi) $\varphi=-90^\circ$	ROS temporel s
Gaussienne	0.61786	5.6443	0.657	5.34	7.570
1 ^{ère} dérivée de la Gaussienne	0.9144	2.704	0.876	3.659	3.093
2 ^{nde} dérivée de la Gaussienne	0.846	-7.81	0.80	-9.57	4.03

Tableau 1. Récapitulatif des descripteurs temporels pour différentes impulsions

Annexe 2: Influence de l'impulsion sur les descripteurs temporels

Pour la gaussienne, on note une très faible valeur de la fonction de fidélité (66%), un gain temporel fort ainsi qu'une valeur de l'adaptation temporelle forte (supérieur à 7). Ces différents résultats ne sont guère surprenant puisque la bande passante de l'impulsion émise ne va que jusqu'à 1.3 GHz alors que l'antenne est adaptée jusqu'à 1.9 GHz. L'impulsion rayonnée par l'antenne sera déformée du fait de la faible largeur de bande passante de l'impulsion initiale.

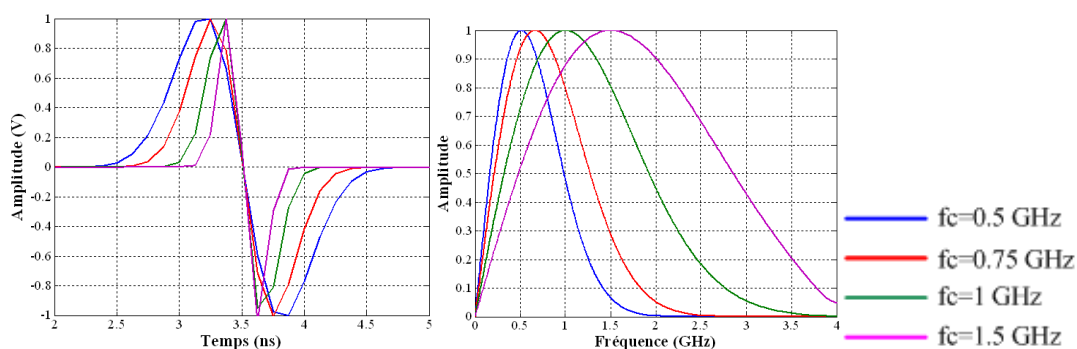
Pour la seconde dérivée, cela se passe un peu différemment, la bande passante de l'impulsion émise est supérieure à celle de l'antenne, d'où une valeur de la fonction de fidélité relativement élevée (de l'ordre de 84%) mais un gain temporel important (-7 dBi)

Le meilleur comportement temporel du monopole filaire replié est obtenu avec la première dérivée pour une fréquence centrale de 1 GHz. La bande passante de cette impulsion, calculé à mi-puissance est identique à celle de l'antenne. On note alors une fidélité proche de 91.5% et un gain temporel au maximum de 3.6 dBi

Clairement, le comportement temporel d'une antenne varie de façon importante avec le type d'impulsion utilisé. On passe d'un comportement médiocre pour une gaussienne à un très bon comportement pour la première dérivée. On va voir lors du prochain paragraphe que pour une impulsion initiale fixée (première dérivée de la gaussienne dans notre cas), le fait de varier le paramètre caractéristique de l'impulsion et donc sa bande passante, a aussi un impact important sur le comportement impulsionnel de l'antenne.

B Impact du paramètre τ de l'impulsion sur le comportement temporel

L'impulsion de base est la première dérivée de la gaussienne, notée $p(t)$, de paramètre caractéristique τ . La valeur de ce paramètre détermine la fréquence centrale ainsi que la bande passante de l'impulsion. La figure ci-dessous représente le graphe temporel de la première dérivée de la gaussienne ainsi que de leur densité spectrale de puissance normalisée pour différentes valeurs de la fréquence centrale de l'impulsion initiale, notée f_c



Quand la valeur du temps de caractéristique (τ ou f_c) de l'impulsion varie, alors sa bande passante bouge également: On passe d'une bande passante de 800 MHz pour une fréquence centrale de 500 MHz à 2.2 GHz pour une fréquence centrale de 1.5 GHz

Annexe 2: Influence de l'impulsion sur les descripteurs temporels

Comme on l'a vu précédemment, le fait d'avoir une impulsion de bande passante plus faible que celle de l'antenne étudiée implique nécessairement une réduction importante sur la fonction de fidélité et une augmentation de l'adaptation temporelle (le paramètre 's') (tableau 4).

	FFe $\phi=90^\circ$	GTD (dBi) $\phi=90^\circ$	ROS temporel s
fc=500 MHz	0.7877	2.4722	5.2398
fc=750 MHz	0.8715	2.9063	3.5367
fc=1 GHz	0.9142	2.8397	3.1398
fc=1.5 GHz	0.9089	3.8097	3.3548

Tableau 2. Tableau récapitulatif des descripteurs pour différentes fréquences centrales de l'impulsion

Les figures ci-dessous représentent les diagrammes de fonction de fidélité ainsi que celui du gain énergétique dans le plan H pour différentes valeurs de fc

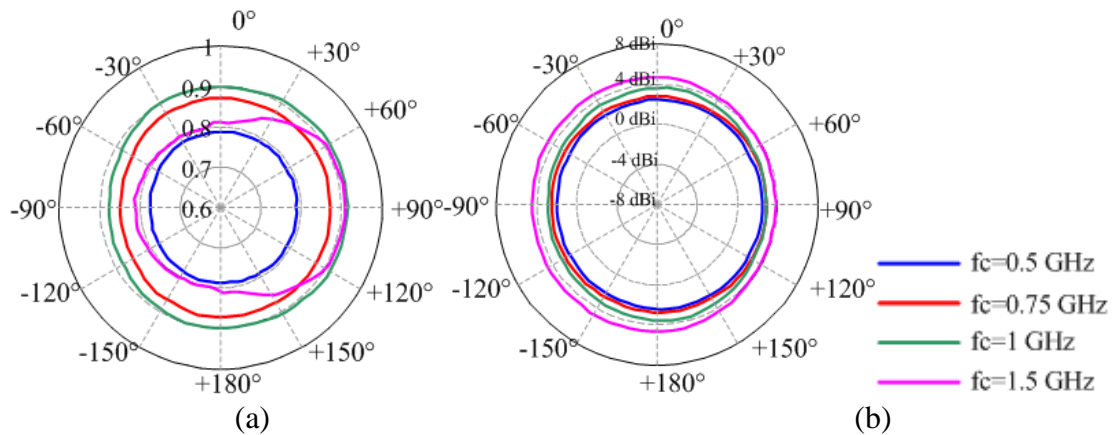


Figure 4 Influence de fc sur des descripteurs (a) fonction de fidélité (b) gain temporel

On remarque qu'à mesure que la fréquence centrale augmente (ou que le temps caractéristique diminue), les diagrammes de fidélité et du gain temporel ne restent pas totalement omnidirectionnels.

Publications de l'auteur

Publications en premier auteur:

1. L. Babour, P. Saguet, R. Tamas, E. Fond, S. Perrot, " *Conception d'antennes filaires "Ultra large bande"*, Journées Nationales des Micro-ondes (JNM), Mai 2007, Toulouse, France
2. L. Babour, E. Fond, R. Tamas, P. Saguet, S. Perrot, " *A folded dipole antenna for Ultra Wide Band applications*", IET symposium on UWB, 10-11 Mai 2007, Grenoble, France
3. L. Babour, E. Fond, R. Tamas, P. Saguet, S. Perrot, " *A folded dipole antenna for UWB applications*", 19ème Colloque International d'Optique Hertzienne et Diélectriques (O.H.D), Septembre 2007, Valence, France
4. L. Babour, E. Fond, R. Tamas, P. Saguet, S. Perrot, S. Bories, " *An UWB folded dipole antenna: time and frequency domain characterization*", European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), Novembre 2007, Edinburgh, Ecosse
5. L. Babour, R. Tamas, E. Fond, S. Perrot, P. Saguet, " *Modélisation analytique d'antennes filaires Ultra large Bande*", 6ème Conférence Européenne sur les méthodes numériques en Electromagnétisme (Numélec), Décembre 2008, Liège, Belgique
6. L. Babour, R. Tamas, E. Fond, S. Perrot, S. Bories, P. Saguet, " *Optimisations du monopole filaire replié ULB*", Journées Nationales des Micro-ondes (JNM), Mai 2009, Grenoble, France

Publications en second auteur

7. R. Tamas, L. Babour, E. Fond, P. Saguet, J. Chilo, " *Cylindrical Dipole Antennas for Ultra-Wide Band Applications*", IET symposium on UWB, 10-11 Mai 2007, Grenoble, France
8. R. Tamas, L. Babour, E. Fond, M. Alexa, G.Slamnoiu, L. Cosereanu, P. Saguet J. Chilo, " *Energy based Input Reflection Coefficient for the Characterization of Ultra-Wide Band Antennas*", IEEE international workshop on antenna technology: Small antennas and novel metamaterials (IWAT), Mars 2008, Chiba, Japon
9. R. Tamas, L. Babour, M. Alexa, G. Vladu, P. Saguet, J. Chilo, " *Differential Time Domain Single-Antenna Method for Ultra-Wide Band Antenna Measurements*", IEEE international workshop on antenna technology: Small antennas and novel metamaterials (IWAT), Mars 2009, Santa Monica, USA
10. R. Tamas, L. Babour, E. Fond, G. Slamnoiu, J. Chilo, P. Saguet, " *Cylindrical dipoles as ultra-wide band antennas: an energy-based analysis*", Microwave and Optical Technology Letters, February 2008, Vol. 50, issue 4, pp. 917-921
11. R. Tamas, L. Babour, P. Saguet, J. Chilo, " *Caractérisation d'antennes ultra large bande dans le domaine temporel*", Journées Nationales des Micro-ondes (JNM), Mai 2009, Grenoble, France

Etude et conception d'antennes Ultra Large Bande miniaturisées en impulsional

Résumé :

Les communications radio utilisant des très larges bandes de fréquences (ULB) se sont rapidement développées depuis le début des années 2000. Cette technique présente des avantages qui l'ont rendue attractive dans un grand nombre d'applications civiles et militaires. L'objectif de cette thèse était de concevoir, de réaliser et de caractériser en régime impulsional des antennes Ultra Large Bande miniatures, dans la partie basse du spectre (0.1-2 GHz).

Dans un premier temps, une nouvelle structure d'antenne ULB a été conçue: l'antenne filaire repliée. Cette structure très simple et de petite taille, possède naturellement une large bande passante ainsi qu'un diagramme de rayonnement quasi omnidirectionnel sur toute sa bande de fonctionnement. Nous avons développé un modèle analytique rapide et précis décrivant le comportement de cette antenne, ce qui nous a permis de comprendre le rôle des différents paramètres de l'antenne. Il y a un excellent accord entre les résultats obtenus par ce modèle et ceux obtenus par simulation numérique. Grâce à ce modèle analytique, nous avons pu optimiser les performances du monopole filaire replié vers les basses fréquences et ce, par deux méthodes : épaissement des brins rayonnants et ajout de tronçons de lignes. Les deux nouvelles antennes ainsi obtenues ont été caractérisées; elles présentent les mêmes caractéristiques de rayonnement, mais une adaptation différente.

Les outils usuels de caractérisation des antennes dans le domaine fréquentiel (adaptation, diagramme de rayonnement) étant mal adaptés à une étude en mode impulsional, nous avons introduit de nouveaux descripteurs qui permettent de quantifier la distorsion introduite par l'antenne: Fonction de fidélité et gain temporel. Une campagne de mesures utilisant un banc impulsional et un banc de mesures fréquentiel a été réalisée. Les mesures effectuées sur les différentes versions de l'antenne filaire repliée ont montré un bon accord avec les simulations tant au niveau de la caractérisation fréquentielle que temporelle.

Enfin, nous avons mis au point une technique de mesure temporelle très efficace en utilisant la réflectométrie temporelle. Cette méthode donne de très bons résultats en termes d'impulsions rayonnées et d'adaptation.

Mot-clés: ULB, antennes, miniaturisé, impulsional

UWB antennas design working in pulse systems

Abstract

Radio communications using very broad frequency bands (UWB) have been developed rapidly since the early 2000s. This technique has advantages that made it attractive in many civil and military applications. The aim of this thesis is to design and characterize miniature Ultra Wide Band antennas in the time domain for the lower part of the frequency band (0.1-2 GHz).

First, a new UWB antenna has been designed: the folded wire monopole antenna. This very simple and small size structure has naturally high bandwidth and quasi-omnidirectional radiation pattern over its entire band of operation. We develop an analytical model describing

fast and accurate behavior of this antenna which enabled us to understand the role of different parameters of the antenna. There is excellent agreement between the results obtained by this model and those obtained by numerical simulation. With this analytical model, we can optimize the performance of the folded wire monopole for the low frequencies in two different ways: by thickening the diameter of radiating wires or by adding stubs. Both new antennas have been characterized and they have the same radiation characteristics, but a different matching.

Typically, UWB antennas are characterized in the frequency domain (radiation pattern and antenna matching). However, a more adequate approach might be preferred: Ultra Wideband antennas can be described in the time-domain. We have introduced new descriptors which are used to quantify the distortion introduced by the antenna: fidelity function and time-domain gain. Time and frequency domain measurements have been performed. Measurements on the different versions of the folded wire antenna showed a good agreement with the simulations in terms of both frequency and time domain characterization.

Finally, we have developed a very effective time domain technique measurement by using time domain reflectometry. This method gives very good results in terms of radiated pulses and antenna matching

Key-words: UWB, antennas, miniaturization techniques, time-domain characterization